

XP-001061401

P.D.	1989	115
p.	1-95	

**Ein Kreuzkorrelations-Empfänger mit minimierten systematischen Meßfehler-  
beiträgen für die geodätische Punktbestimmung mit dem  
Global Positioning System**

**Inaugural-Dissertation  
zur Erlangung des Doktorgrades  
der Hohen Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät  
der Rheinischen Friedrich-Wilhelms-Universität  
zu Bonn**

**vorgelegt von**

**Erich Saur**

**aus Köln**

**1989**

Gedruckt mit Genehmigung der  
Mathematisch-naturwissenschaftlichen  
Fakultät der Universität Bonn

Referent:

Prof. Dr. J. C a m p b e l l

Koreferent:

Prof. Dr. W. U r b a n

## Inhalt

1. Einführung	1
2. Wichtige Signaleigenschaften von GPS	3
2.1 Definition der Zeitgenauigkeit durch Atomnormale	3
2.2 Kohärente Zeitsignale	3
3. Die Probleme bei der Erzielung einer hohen Meßauflösung	6
3.1 Diskussion von Meßverfahren	6
3.1.1 Autokorrelationsempfänger	6
3.1.2 Kreuzkorrelationsempfänger	9
3.1.2.1 Meßverfahren	9
3.1.2.2 Einflüsse der Ionosphäre	11
3.1.2.3 Empfängerkonzepte	12
3.2 Zufällige Fehlerbeiträge	16
3.2.1 Phasen- und Amplitudenrauschen	16
3.2.1.1 Phasenmeßfehler	16
3.2.1.2 Amplitudenmeßfehler	18
3.2.2 Einfluß der Empfängerbandbreite und des Empfänger- Frequenznormals auf die Meßgenauigkeit	19
3.3 Systematische Fehlerbeiträge	25
3.3.1 Antennenfehler	25
3.3.1.1 Mehrwegeempfang	25
3.3.1.2 Instabilität des Phasenzentrums	26
3.3.2 Empfängereigene Laufzeitfehler	27
3.3.2.1 Differentieller Fehler für $L_1$ und $L_2$ durch Vorfilter	27
3.3.2.2 Differentieller Fehler durch Frequenzwechsel	28
3.3.2.3 Temperatur- und Alterungsfehler	28
3.3.2.4 Fehler durch Verstärkungsregelung	29
3.3.2.5 Fehler als Funktion der Dopplerfrequenz	30
3.3.2.6 Zeitdifferenz zwischen der Code- und der Mischprodukt- phasen-Regelschleife	30
4. Ein GPS-Empfängerkonzept mit minimierten Fehlerbeiträgen	31
4.1 Allgemeine Anforderungen an den Empfänger	31
4.2 Empfängerkonzept	31
5. Aufbau des Empfängers	34
5.1 Hochfrequenzteil	34
5.2 Zwischenfrequenzteil	36
5.3 Korrelator	37
5.4 I/Q-Konverter	37
5.5 Regenerierung von $f_0$ aus dem P-Code-Signal	39

5.6	Frequenzerzeugung	41
5.6.1	Atomnormal	41
5.6.2	Digitale Frequenzsynthese	42
5.6.2.1	Entwurfskriterien	42
5.6.2.2	Multiplex-Schema	44
5.6.2.3	Fehlerspektrum	46
5.6.2.4	Erzeugung der C/A-Code-Taktfrequenz	49
5.6.2.5	Bemerkungen zur Elektronik	49
5.6.3	Mischfrequenzaufbereitung	52
5.6.3.1	Oberwellengeneratoren	52
5.6.3.2	Konzept der Mischfrequenzsynthese	55
5.6.3.3	Synthesizer-Oszillator	55
5.6.3.4	VHF- und L-Band-Synthesizer	59
5.7	Codegenerator	63
5.8	Vektorvoltmeter-Rechner	66
5.9	Regelrechner	66
5.9.1	Programm- und Datenspeicher	67
5.9.2	Uhr/Kalender	67
5.9.3	Schnittstellen	68
5.10	Mechanischer Aufbau des Empfängers	68
5.10.1	Abschirmungen und Gehäuse	68
5.10.2	Stromversorgung	70
6.	Empfängerprogramme	72
6.1	Zeithaltung	72
6.2	Auswertung des Korrelatorsignals	72
6.3	Filteralgorithmus	76
6.4	Phasenregelschleife	77
6.5	Amplitudenregelschleife	80
6.6	Signalaquisition	81
6.7	Bestimmung der Gruppenlaufzeit	81
7.	Bestimmung der systematischen Empfängerfehler	83
7.1	Meßverfahren	83
7.2	Fehlerbilanz	83
8.	Zusammenfassung und Schlußfolgerung	85
9.	Literatur	88
10.	Anhang	95



## 1. Einführung

Im Bereich der geodätischen und geophysikalischen Forschung werden Positions- und Entfernungsmeßverfahren benötigt, deren Auflösung im Bereich von Zentimetern liegt.

Durch die Einführung von GPS (Global Positioning System [1]), einem neuen satellitengestützten Navigationssystem, das eine hohe inhärente Genauigkeit besitzt, wird es möglich, Satellitensignale nicht nur für Navigationszwecke, sondern auch für wissenschaftliche Messungen zu nutzen.

Die vorgesehenen 18 Satelliten dieses Systems senden Signale aus, die aus der Frequenz von Atomnormalen an Bord der Satelliten hergeleitet sind. Außerdem wird mit diesen Signalen ein Datenstrom ausgesandt, der sowohl die Kepler'schen Bahnelemente als auch die momentane Frequenzabweichung der Atomuhr des jeweiligen Satelliten enthält.

Das zugrundeliegende Verfahren zur Positionsbestimmung [2] beruht auf dem gleichzeitigen Empfang der Signale von mindestens 4 verschiedenen Satelliten und einem Vergleich der in den Signalen enthaltenen Zeitmarken mit empfängereigenen Zeitmarken. Die Bestimmung der Zeitdifferenz zwischen den Zeitmarken beinhaltet eine Signallaufzeitmessung, die in Verbindung mit den Satellitenbahndaten eine 3-dimensionale Ortsbestimmung sowie die Korrektur der Empfängeruhr ermöglicht,

Entsprechend der primären Zweckbestimmung von GPS entstammen bisher bekannte GPS-Empfängerkonzepte, bis auf wenige Ausnahmen, dem Anwendungsbereich der Navigation. Sie sind für wissenschaftliche Zwecke nur mit Einschränkungen anwendbar, weil die Streuung von unabhängigen Meßwerten in der Größenordnung von Metern liegt [3].

Bei dem einzigen speziell für geodätische Messungen vorgesehenen Empfänger [4] wird ein Meßverfahren benutzt, welches für GPS-Signale nicht optimal ist. Daraus resultieren für die Anwendung erhebliche Nachteile.

In der vorliegenden Arbeit werden zunächst unter Bezug auf bekannte Meßverfahren die Schwierigkeiten bei der Erzielung einer hohen Meßauflösung diskutiert. Aus den Eigenschaften des Frequenznormals und dem Eigenrauschen des Empfängers wird die Größe des zu erwartenden stochastischen Meßfehlers abgeschätzt. Weiterhin werden die instrumentellen systematischen Fehlerbeiträge eines GPS-Empfängers analysiert und ihre Ursache den verschiedenen Funktionsteilen des Empfängers zugeordnet.

Auf der Grundlage dieser Erkenntnisse wurde ein GPS-Empfänger speziell für die geodätische Anwendung entwickelt, in dem die bekannten instrumentellen Fehlerquellen vermieden oder minimiert sind. Die konstruktiven Einzelheiten des entwickelten Empfängers werden eingehend beschrieben.

Durch Bestimmung der im Laborgerät auftretenden Fehlerbeiträge kann die Genauigkeit des Meßverfahrens quantitativ angegeben

werden. Die Bilanz der systematischen Fehler ergibt einen maximalen Fehler von etwa 9 mm. Der statistische Meßfehler beträgt 6 mm. Damit ist nachgewiesen, daß sich der entwickelte Meßempfänger für wissenschaftliche Anwendungen (z.B. Messung von Grundlagnetzen, Beobachtung der Plattentektonik, Ionosphärenforschung) und Landesvermessung eignet.

## 2. Wichtige Signaleigenschaften von GPS

Da eine vollständige Beschreibung der GPS-Signalparameter in dem Anwenderhandbuch von GPS [5] zu finden ist, wird an dieser Stelle nur auf diejenigen Eigenschaften der GPS-Signale eingegangen, welche die grundlegenden Voraussetzungen einer hochgenauen Standort- oder Streckenmessung mit einem geeigneten Empfänger darstellen.

### 2.1 Definition der Zeitgenauigkeit durch Atomnormale

Die von den Satelliten ausgesendeten Signale werden von einem Atomnormal an Bord der Satelliten hergeleitet, dessen Frequenz 10.229.999,995.55 Hz beträgt. Durch die Gravitationspotentialdifferenz zwischen Satellitenorbit und Erdoberfläche wird nach [5] im Mittel eine relativistische Frequenzverschiebung von  $+4,55 \cdot 10^{-3}$  Hz verursacht, so daß auf der Erdoberfläche die nominelle Grundfrequenz  $f_0 = 10,23$  MHz beträgt.

In einer Bodenstation wird die Systemzeit von GPS durch den Mittelwert aus mehreren hochgenauen Cäsium-Normalen definiert. Die Gangabweichungen der Satellitenuhren werden in Bezug auf dieses Zeitnormal gemessen und die festgestellten Fehler als Korrekturwerte über einen Steuerkanal in den Datenspeicher des betreffenden Satelliten eingegeben. Diese Korrekturwerte sind in dem ausgesendeten Navigationssignal des Satelliten enthalten und stehen damit den Anwendern von GPS zur Verfügung. Die maximal zugelassene relative Frequenzabweichung der Satellitenuhren wird mit  $10^{-12}$  pro Tag angegeben.

### 2.2 Kohärente Zeitsignale

Durch Vervielfachung bzw. Teilung der Grundfrequenz des Satelliten-Atomnormals mit ganzen Zahlen werden die Träger- und die digitalen Modulationsfrequenzen erzeugt. Die digitalen Signale, welche die Zeitinformation sowie die Satellitenbahnparameter enthalten, werden durch binäre Phasenmodulation auf zwei Trägerfrequenzen aufmoduliert. Die Aussendung auf zwei Frequenzen erfolgt, damit durch Messung der beiden Signallaufzeiten die Signalverzögerung durch Dispersion in der Ionosphäre zum großen Teil bestimmt werden kann. Die ausgesendeten Signale können wie folgt dargestellt werden:

(2.1)

$$L_1: s_1(t) = C(t) D(t) A_c \sin 154\omega_0 t + P(t) D(t) A_p \cos 154\omega_0 t$$

$$L_2: s_2(t) = P(t) D(t) A_p \sin 120\omega_0 t$$

wobei gilt:

$\omega_0 = 2\pi f_0$  ist die Grundfrequenz des Satelliten-Atomnormals

$C(t) = \pm 1$  ist die pseudozufällige Binärfolge [6],[7],[8] des C/A-Codes. Die Codefolge wird mit der Frequenz  $f_0/10 = 1,023$  MHz getaktet. Die Codefolge besteht aus 1023 binären Elementen ("chips") und wiederholt sich daher mit einer Periode von 1 msec.

$P(t) = \pm 1$  ist gleichfalls eine pseudozufällige Binärfolge die P-Code genannt wird. Sie besteht aus ca.  $6,2 \cdot 10^{12}$  chips, wird mit einer Taktfrequenz von  $f_0 = 10,23$  MHz erzeugt und hat eine Periode von genau einer Woche.

$D(t) = \pm 1$  ist der serielle Telemetrie-Datenstrom des Satelliten [9]. Die Datentaktrate beträgt  $f_0/204.600 = 50$  Hz.

$A_c$ ,  $A_p$  sind die Amplituden der C/A- bzw. P-Code-Signalkomponenten

Die Signalsendezeiten der Satellitensignale sind also in der Phasenmodulation in folgenden Zeitintervallen enthalten:

- die P-Code-Chiplänge von ca. 0,1  $\mu$ sec
- die C/A-Code-Chiplänge von ca. 1  $\mu$ sec
- die C/A-Code-Periode von 1 msec
- die Datenbitlänge von 20 msec
- die P-Code-Periode von 7 Tagen

Die Auslegung der Satellitenelektronik gewährleistet, daß die relative zeitliche Lage der verschiedenen Digitalsignale und der Trägerfrequenzen zueinander konstant bleibt. Die Signalspektren liegen symmetrisch zur Trägerfrequenz und haben im Mittel die Form [2], [10]

$$(2.2) \quad S(f) = \left( \frac{\sin \pi f T_c}{\pi f T_c} \right)^2$$

wobei  $T_c$  die Chiplänge bedeutet.

Diese Form der Spektren ist eine Folge der dreiecksförmigen Autokorrelationsfunktionen der Codes [2], da nach dem Wiener-Theorem [11] Autokorrelationsfunktion und Leistungsspektrum Fouriertransformierte voneinander sind.  $S(f)$  ist die mittlere Einhüllende von diskreten Frequenzkomponenten, deren Abstand durch die Wiederholungsrate der Codes gegeben ist. Beim C/A-Code beträgt der Liniennabstand daher 1 kHz, während das Spektrum des P-Codes wegen dessen sehr langer Periode in ein kontinuierliches Spektrum übergeht.

Da die Zustände +1 und -1 in den binären Folgen nahezu gleich häufig auftreten, ist ihr Mittelwert näherungsweise Null. Deshalb sind die Trägerfrequenzen

$$\begin{aligned} L_1: & 154f_0 = 1575,42 \text{ MHz} \\ L_2: & 120f_0 = 1227,6 \text{ MHz} \end{aligned}$$

in den Signalspektren nicht explizit enthalten. Das gleiche gilt

für die Codetaktfrequenzen, weil das verwendete NRZ (Non Return to Zero)-Datenformat [12] für die Codefolgen keine Frequenzkomponente bei der Taktrate aufweist.

Ein Beobachter empfängt ein ausgesendetes Signal mit der Frequenzkomponente  $f$  nicht nur zeitverschoben um die Signallaufzeit sondern aufgrund der Relativgeschwindigkeit zwischen Satelliten und Empfänger auch versetzt um die Dopplerfrequenz  $f_D = f' - f$ . Die empfangene Frequenz  $f'$  beträgt [13]:

$$(2.3) \quad f' = f \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)^{-\frac{1}{2}} \cdot \left(1 + \frac{v}{c} \cos \alpha\right)$$

wobei  $\alpha$  der Winkel zwischen dem Geschwindigkeitsvektor des Satelliten und dem Richtungsvektor zum Empfängerstandort ist. Der erste Term beschreibt den transversalen Dopplereffekt, der auch für  $\alpha = 90^\circ$  eine Frequenzverschiebung bewirkt. Bei einer Bahngeschwindigkeit der GPS-Satelliten von ca. 3.900 m/sec resultiert ein relativer transversaler Dopplereffekt von  $8,3 \cdot 10^{-11}$ . Der Dopplereffekt verursacht für alle empfangenen Frequenzkomponenten eine gleiche relative Frequenzänderung  $f_D/f$ , die bei einem stationären Empfänger bis zu  $\pm 2,8 \cdot 10^{-6}$  erreicht. Wegen des kohärenten Frequenzkonzeptes von GPS unterscheidet sich die absolute Dopplerverschiebung  $f_{DT}$  des Trägers um ganzzahlige Faktoren von den Dopplerverschiebungen  $f_{DC/A}$  und  $f_{DP}$  der Codetaktfrequenzen:

$$(2.4) \quad \begin{aligned} f_{DT} &= 1540 \cdot f_{DC/A} \\ f_{DT} &= 154 \cdot f_{DP} \end{aligned}$$

Die maximalen absoluten Doppler-Verschiebungen betragen für die C/A-Codetaktfrequenz von 1,023 MHz ca.  $\pm 2,9$  Hz und für die Empfangsmittenfrequenz  $L_1$  ca.  $\pm 4,5$  kHz.

### 3. Die Probleme bei der Erzielung einer hohen Meßauflösung

#### 3.1 Diskussion von Meßverfahren

Die ursprüngliche Bestimmung von GPS ist die Anwendung für navigatorische Zwecke. In diese Hauptrichtung zielt ein Großteil der anwenderorientierten Entwicklung von GPS-Empfängern.

Bei GPS-Empfängern für Navigationszwecke stehen primär die folgenden Optimierungsziele im Vordergrund:

- Störsicherheit
- schnelle Signalaquisition
- Unempfindlichkeit gegen starke Beschleunigungen
- geringe Kosten

Navigationsempfänger sind außerdem dadurch gekennzeichnet, daß in keinem Anwendungsfall eine bessere Standortgenauigkeit als 10 m erforderlich ist. Für die Geodäsie werden jedoch Orts- und Streckengenauigkeiten im Zentimeter-Bereich gefordert.

Wie noch gezeigt wird, hat die Verwirklichung der obengenannten Entwicklungsziele systematische Fehlerbeiträge zur Folge, die für einen Navigationsempfänger bedeutungslos sind, aber in einem geodätischen Meßgerät keineswegs vernachlässigt werden dürfen.

In der Navigation wird das Kreuzkorrelationsverfahren zur Signallaufzeitmessung angewandt, während in der Geodäsie mit einem speziellen Empfänger auch das Autokorrelationsverfahren Anwendung findet. Diese Verfahren werden im folgenden diskutiert.

##### 3.1.1 Autokorrelationsempfänger

Für speziell geodätische Anwendungen ist bisher nur das Empfängerkonzept von Counselman bekannt. Mit diesem Verfahren wurde gezeigt, daß die geforderte geodätische Meßgenauigkeit mit GPS erreichbar ist [14], [15]. Das Verfahren ist in der Offenlegungsschrift [16] erläutert. Dem Verfahren liegt die Zielsetzung zugrunde, ohne detaillierte Kenntnis der bei GPS verwendeten Codefolgen dennoch die GPS-Signale für relative Streckenbestimmungen nutzen zu können.

Es handelt sich um ein Autokorrelationsverfahren, bei dem das Produkt von zwei Versionen des empfangenen Signals gebildet wird, um eine detektierbare Frequenzkomponente für die Meßauswertung zu gewinnen. Abb. 3-1 gibt das Prinzip der Signalverarbeitung wieder. Bei dem Verfahren werden die Satellitensignale an verschiedenen Vermessungsmarken gleichzeitig empfangen. In jedem Empfänger werden mit einem SSB-Mischer [17] die oberen Seitenbänder  $u(t)$  und die unteren Seitenbänder  $l(t)$  aus den empfangenen Signalen getrennt. Durch Multiplikation der Seitenbänder wird eine Frequenzkomponente bei der zweifachen momentanen Dopplerverschiebung erzeugt. Unterschiedliche Vorzeichen der Dopplerverschiebung können dabei nicht unterschieden werden, weil diese durch die Umsetzung auf die Mittenfrequenz Null (Baseband) auf dieselbe Frequenzkomponente abgebildet werden. Wegen der Quadrierung der Amplitudenfaktoren bleibt außer der halben Trägerperiode die ge-

seite in den Seitenbändern der GPS-Signale enthaltene Zeitinformation (siehe Gl. 2.1) ungenutzt.

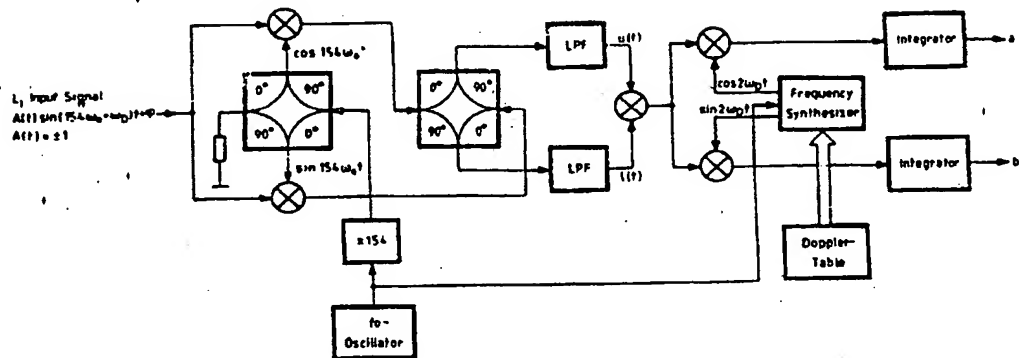


Abb. 3-1: Prinzip der Signalverarbeitung im GPS-Empfänger nach Counselman

Das Verfahren läßt sich sowohl auf das C/A-Code-Signal als auch auf das P-Code-Signal anwenden. Man benötigt für die technische Auslegung des Verfahrens lediglich die Kenntnis der Sendefrequenzen sowie der Signalbandbreite, die etwa das Doppelte der Codetaktfrequenz beträgt.

Die in dem Produkt  $u(t) \cdot l(t)$  enthaltene zweifache Dopplerfrequenz wird durch Korrelation mit der Phasenlage einer vorausberechneten Dopplerfrequenz  $2\omega_p$  verglichen, für die tabellierte Schätzwerte für die Meßintervalle des Beobachtungszeitraumes jedem Empfänger vor Beginn der Messung eingegeben werden müssen.

In jedem Korrelationsintervall werden folgende Größen bestimmt:

$$(3.1) \quad \begin{aligned} a &= \int_{T_{\text{Int}}} u(t) l(t) \cos 2\omega_p t \, dt \\ b &= \int_{T_{\text{Int}}} u(t) l(t) \sin 2\omega_p t \, dt \end{aligned}$$

Das Korrelationszeitintervall  $T_{\text{Int}}$  beträgt eine Sekunde. Die Korrelationsergebnisse  $a_1, b_1$  werden als 4 bit-Zahlen im Empfänger-Speicher oder auf Datenträger registriert. Die vorgesehene geringe numerische Genauigkeit belegt, daß die Meßwerte keine höhere Signifikanz als etwa 3 bit haben können.

Mit

$$(3.2) \quad \Delta\phi = \arctan \frac{b_1}{a_1}$$

ist die aktuelle Phasendifferenz zwischen der vorausberechneten und der gemessenen Dopplerphase gegeben.

Die Strecke zum Satelliten ist durch diese Messung nur modulo der halben Trägerwellenlänge bestimmt. Die anderen Perioden der GPS-Zeitsignale sind mit diesem Verfahren nicht auswertbar, da sie im Produktspektrum nicht mehr vorhanden sind.

Die nachträgliche Auswertung der in mehreren Empfängern gleichzeitig gewonnenen Meßergebnisse beinhaltet ein aufwendiges numerisches Verfahren [16], [18], mit dem die Mehrdeutigkeit der aufgezeichneten Phasenwerte und die Uhrendriften beseitigt werden. Als Auswertungsergebnis erhält man die Koordinatendifferenzen zwischen den verschiedenen Empfängern.

Da mit der Produktbildung der Seitenbänder auch die Rauschleistung quadriert wird, ist das Signal/Rauschverhältnis SNR (Signal to Noise Ratio) gering. Innerhalb eines Meßintervalls von einer Sekunde wird in der Verfahrensbeschreibung [16] von Conselman das SNR mit 10 angegeben. Nach [16] wird daher eine Meßdauer von ca. 5000 sec benötigt, bis der Umfang des gewonnenen Probenensembles ausreicht, um eine interferometrische Bestimmung der Koordinatendifferenzen zwischen 2 Empfängern mit Zentimetergenauigkeit durchführen zu können. Insgesamt ergeben sich aus diesem Verfahren besonders folgende Nachteile:

- Vor Beginn einer Meßkampagne muß den eingesetzten Empfängern eine für die Zeitspanne der Messung vorausberechnete Frequenztafel eingegeben werden, welche die Dopplerverschiebungen der verwendeten Satellitensignale am vorgesehenen Empfängerort enthält.
- Die Frequenz-Normale der Empfänger müssen vor Beginn der Messung synchronisiert werden, was nur durch Transport aller Empfänger an einen Ort erfolgen kann.
- Die Empfänger müssen ständig mit einer Stromversorgung verbunden sein, damit die Empfängeruhren die geringstmöglichen differentiellen Frequenzdriften aufweisen.
- Eine Demodulation der Satelliten-Daten ist nicht möglich. Der Benutzer ist daher bei der Vorausberechnung der Dopplerverschiebungen auf die Ephemeridendaten aus einem zusätzlichen Satellitenbahn-Vermessungsnetz angewiesen.
- Eine Echtzeit-Positionsangabe ist nicht möglich.
- Die erforderliche Meßzeit ist unverhältnismäßig hoch, wenn man berücksichtigt, daß die GPS-Signale für eine Auswertung im Sekundenbereich konzipiert sind.
- Die gesamte Handhabung des Verfahrens ist wenig anwenderfreundlich und teuer.



Der Vorteil des Verfahrens nach *Counselman*, die Unabhängigkeit von eventuell nicht frei verfügbaren Codes zu gewährleisten, ist, wie in den folgenden Kapiteln dargestellt, nicht mehr stichhaltig, da die geodätische Meßgenauigkeit auch unter Nutzung des offen verfügbaren C/A-Codes erreicht werden kann.

### 3.1.2 Kreuzkorrelationsempfänger

#### 3.1.2.1 Meßverfahren

Die Signale des GPS-Systems sind für die Anwendung des Kreuzkorrelations-Verfahrens ausgelegt. Dabei wird durch Ausnutzung des maximalen Prozeßgewinns das beste SNR erzielt [19], [20]. Im Empfänger werden in diesem Fall die bei GPS verwendeten Codes benötigt.

Bezüglich des P-Codes bestehen jedoch erhebliche Unsicherheiten, ob dieser nach Beendigung der Aufbau- und Erprobungsphase von GPS der Öffentlichkeit noch zur Verfügung stehen wird. Ein für wissenschaftliche Zwecke nutzbarer Kreuzkorrelationsempfänger sollte daher nicht von der Verfügbarkeit des P-Codes abhängen.

In einem Kreuzkorrelationsempfänger wird die Zeitdifferenz  $\tau$  zwischen dem empfängereigenen Referenzsignal  $s_R(t)$  und dem empfangenen Signal  $s_E(t)$  durch Korrelation bestimmt. Dies erfolgt durch Auswertung der folgenden Kreuzkorrelationsfunktion, wobei zunächst der rauschfreie Fall betrachtet wird:

$$(3.3) \quad R(\tau) = \frac{1}{T_{\text{Int}}} \int_{t_{\text{Int}}} s_E(t) s_R(t+\tau) dt$$

Die Bestimmung der Kreuzkorrelationsfunktion erfolgt im Empfänger in mehreren Schritten. In einem Korrelatormischer wird zunächst das Produkt aus dem empfangenen breitbandigen Signal und dem empfängereigenen Referenzsignal gebildet:

$$(3.4) \quad m(t, \tau) = A_E C_E(t) D(t) \sin \omega_E t + A_R C_R(t+\tau) \sin(\omega_E t + \phi)$$

Wenn im Empfänger das empfangene Signal soweit verstärkt wird, daß  $A_E = A_R$  gilt, dann kann  $A_E \cdot A_R = A^2$  gesetzt werden. Das Produkt der Codefolgen kann aufgrund ihrer Autokorrelationsfunktion [2], abhängig von der zeitlichen Verschiebung  $\tau$ , wie folgt ausgedrückt werden:

$$(3.5) \quad C_E(t) \cdot C_R(t+\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c} & \text{für } |\tau| < T_c \\ 0 & \text{für } |\tau| \geq T_c \end{cases}$$

Das Auffinden des Korrelationssignals ist somit gleichbedeutend mit einer Messung der Signallaufzeit mit einer Zeitauflösung von besser als einer Chiplänge  $T_c$ .

Das im Korrelatormischer gebildete Mischprodukt wird damit:

$$(3.6) \quad m(t, \tau) = D(t) \frac{A^2}{2} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) [\cos((\omega_R - \omega_R)t - \Phi) - \cos((\omega_R + \omega_R)t + \Phi)]$$

In dem nachfolgenden Korrelatorfilter [21] wird das unerwünschte obere Seitenband unterdrückt. Es bleibt:

$$(3.7) \quad m(t, \tau) = D(t) \frac{A^2}{2} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) \cos((\omega_R - \omega_R)t - \Phi)$$

Die Bandbreite des Filters muß mindestens so groß gewählt werden, daß die Datenmodulation  $D(t)$  des Satelliten unbeeinträchtigt bleibt. Aus dem gleichen Grund darf bei der Berechnung von  $R(\tau)$  die Integration in Gl. (3.3) nur stückweise über ein Integrationsintervall  $T_{int} = T_D = 20 \text{ msec}$  erfolgen, damit der Datenstrom nicht "wegintegriert" wird. Ferner muß das Integrationsintervall synchron mit der Datenbitlänge  $T_D$  liegen. Daher folgt:

$$(3.8) \quad R(\tau, t) = D(t) \frac{A^2}{2T_D} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) \int_0^{T_D} \cos((\omega_R - \omega_R)t - \Phi) dt$$

Das Ergebnis ist schließlich:

$$(3.9) \quad R(\tau, t) = D(t) \frac{A^2}{2T_D} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) \cdot \text{const} \cdot \sin \Phi$$

In einem GPS-Empfänger verschwindet die Zeitabhängigkeit von  $R(\tau, t)$  durch geeignete Wahl des Integrationsintervalls und durch Konstanthalten von  $\Phi$  durch Korrektur der Dopplerdrift. In diesem Fall wird  $R(\tau)$  stationär, d.h. unabhängig von  $t$ . Abb. 3-2 zeigt  $R(\tau)$  qualitativ für  $D(t) = \text{const}$ . Die Kreuzkorrelationsfunktion des L1-C/A-Signals enthält dagegen 3080 Nullstellen.

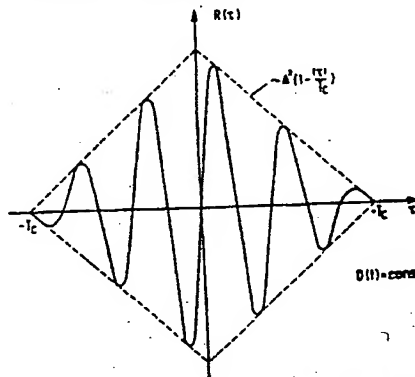


Abb. 3.2: Qualitative Darstellung der Kreuzkorrelationsfunktion eines GPS-Signals

Der Betrag der Hüllkurve von  $R(\tau)$  ist die Kreuzkorrelationsamplitude:

$$(3.10) \quad K(\tau) = A^2 \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) \quad \text{für } |\tau| < T_c$$

Sie ist proportional zur Leistung des Korrelatorausgangssignals.

In Kreuzkorrelationsempfängern wird der Zeitdifferenz  $\tau$  durch Messung von  $K(\tau)$  bestimmt. Gleichzeitig wird die Phase des Mischprodukts  $m(t, \tau)$  in Bezug auf eine empfangereigene Referenzfrequenz gemessen. Die Phasendifferenz  $\Delta\phi$  zwischen der Mischprodukt- und der Empfängerreferenzfrequenz ist, wie die Kreuzkorrelationsamplitude  $K(\tau)$ , ein Maß für die Zeitdifferenz zwischen den Signalen.  $\Delta\phi$  ist zu Beginn der Messung ohne eine zusätzliche Zeitinformation, welche den Vieldeutigkeitsbereich einschränkt, grundsätzlich nur modulo Trägerperiode eindeutig meßbar.

### 3.1.2.2 Einflüsse der Ionosphäre

Bei der Bestimmung der Laufzeiten aus der Kreuzkorrelationsamplitude  $K(\tau)$  und der Mischproduktphase  $\phi$  sind ihre verschiedenen Ausbreitungsgeschwindigkeiten in der Ionosphäre zu berücksichtigen. Während sich  $K(\tau)$  mit der Gruppengeschwindigkeit ausbreitet, pflanzt sich  $\phi$  mit der Phasengeschwindigkeit fort. Man kann zeigen [22], daß in beiden Fällen bei Vernachlässigung höherer als quadratischer Beiträge zum Brechungsindex der Ionosphäre die gemessenen Strecken jeweils um den Betrag

$$(3.11) \quad \Delta l = \frac{e^2}{2\epsilon_0 m_e \omega^2} \int_s N \, dl$$

mit:  $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  As Elektronenladung  
 $m_e = 9,1 \cdot 10^{-31}$  kg Elektronenmasse  
 $\epsilon_0 = 8,8 \cdot 10^{-12}$  As/Vm die elektrische Feldkonstante  
 $N$  = Elektronenteilchendichte im Ionosphärenplasma  
 $s$  = Signalweg in der Ionosphäre  
 $\omega$  = Frequenz der Radiowelle

von der tatsächlichen "Vakuumstrecke"  $l_{vac}$  abweichen, so daß gilt:

$$(3.12) \quad \begin{aligned} l_g &= l_{vac} + \Delta l \\ l_p &= l_{vac} - \Delta l \end{aligned}$$

Zwischen der Gruppenstrecke  $l_g$  und der Phasenstrecke  $l_p$  besteht somit die Differenz  $2\Delta l$ . Für die GPS-Frequenzen liegt  $\Delta l$  im Bereich von 10 bis 20 m [20]. Im längerfristigen Mittel ergeben sich Schwankungen von  $\Delta l$  durch den unterschiedlichen Ionisierungsgrad der Ionosphäre im tageszeitlichen Verlauf [23], [24] und durch Schwankungen der Sonnenaktivität [25]. Bei kurzen Inte-

grationszeiten von ca. 1 sec können diese Änderungen in der Regel vernachlässigt werden. Änderungen von  $\Delta l$  sind in diesem Kurzzeitbereich im Mittel auf die geometrische Streckenänderung des Signalpfades zwischen Satellit und Empfänger zurückzuführen. Bei einer Elevation von  $10^\circ$  ergibt sich unter Annahme typischer Ionosphärenbedingungen [26] eine Veränderung von  $\Delta l$  um etwa 2-3 mm pro Sekunde. Dies bedeutet, daß  $l_c$  und  $l_r$  mit einer Rate in der Größenordnung von 5 mm/sec auseinanderlaufen. Durch diese Asynchronität wird die ursprüngliche Kohärenz (siehe Kap. 2.2) zwischen der Codetaktfrequenz und der Trägerfrequenz im Kreuzkorrelationsempfänger aufgehoben. Nur im Rahmen dieser Einschränkung kann daher die Kreuzkorrelationsfunktion durch Nachführung der Mischproduktphase stationär gehalten werden.

### 3.1.2.3 Empfängerkonzepte

Anhand eines vereinfachten Schemas (Abb. 3-3) ist das Signalverarbeitungskonzept von mehreren bekannten GPS-Kreuzkorrelations-Empfängern [27],[28],[29],[30],[31],[32],[33] repräsentativ wiedergegeben. Insbesondere entspricht auch der Empfänger TI 4100 [34],[35],[36], der auch für geodätische Messungen eingesetzt wird, diesem Konzept, wie man der Patentschrift [37] entnehmen kann.

Die Signalverarbeitungsteile des verallgemeinerten Empfängers, die mit systematischen oder zufälligen Fehlerbeiträgen zum instrumentellen Laufzeitmeßfehler beitragen können, sind in Abb.3-3 mit einem Fehlersymbol  $\Delta t_i$  bezeichnet. Die Fehlerbeiträge sind mit Benennung der Fehlerursache in einer Liste aufgeführt. Bevor diese Fehler im einzelnen in den folgenden Kapiteln diskutiert werden, folgt zunächst eine Erläuterung der charakteristischen Merkmale dieses verallgemeinerten Empfängerkonzeptes.

Das empfangene Signal wird zunächst in einer oder mehreren Mischstufen auf tiefere Zwischenfrequenzen umgesetzt und verstärkt. Diese Konzeption entspricht dem Prinzip des Superhet-Empfängers [38] und erfolgt aus den folgenden Gründen:

- Durch Verkleinerung der Frequenz wird die relative Bandbreite des Nutzsignals erhöht, so daß steile Filter für eine wirksame Selektion gegenüber Fremd- und Störsignalen einfach realisiert werden können.
- Die notwendige Gesamtverstärkung des Signals wird auf mehrere Frequenzen verteilt. So kann ein sehr hoher Verstärkungsfaktor erzielt werden, ohne daß die Gefahr der Schwingneigung besteht.

Bei den üblichen GPS-Empfängern wird die Frequenzlage der Signale mit einer konstanten ersten Mischfrequenz umgesetzt, die eine Oberwelle des Referenz-Oszillators ist. Die Mittenfrequenz der ersten breitbandigen ZF wird meistens zwischen 60 und 70 MHz gewählt.

Die Signallaufzeitmessung bzw. die Nachführung der empfangereige-

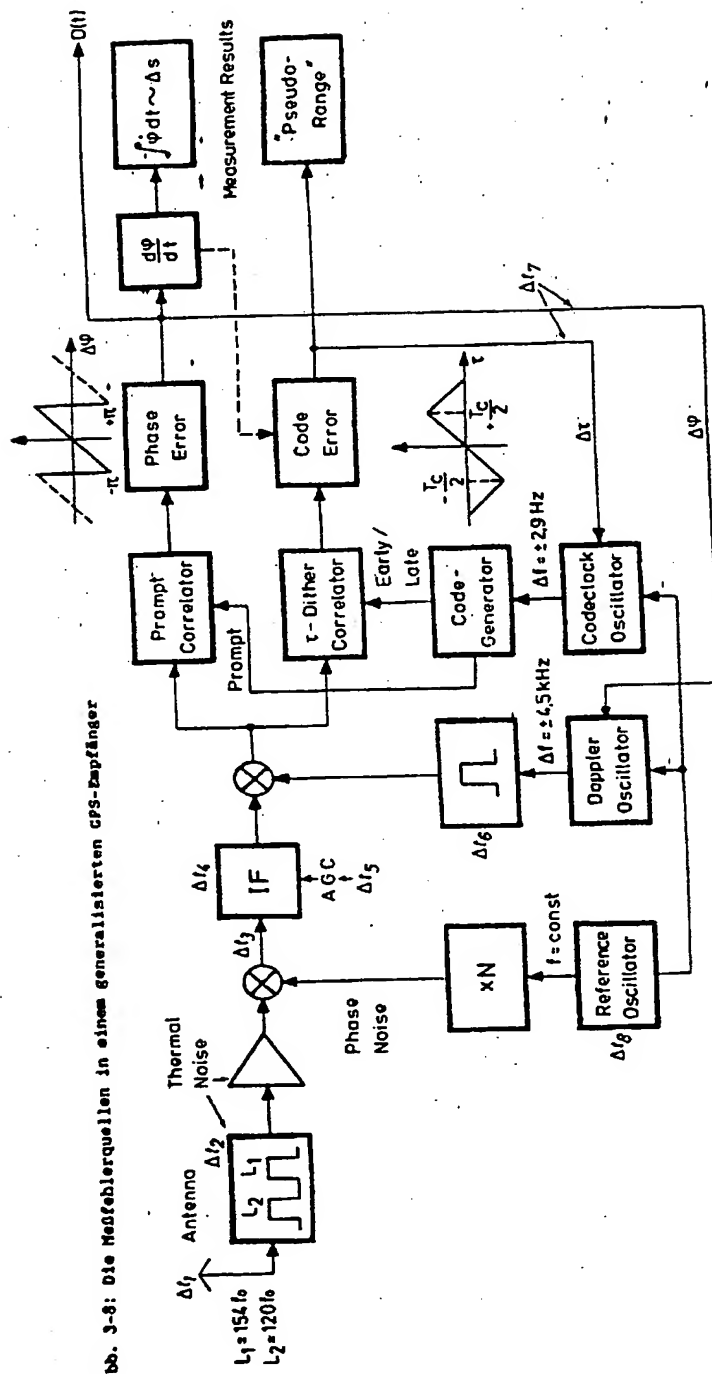


Abb. 3-8: Die Meßfehlerquellen in einem generalisierten CPS-Empfänger

Antenna  
L<sub>1</sub> = 154/6  
L<sub>2</sub> = 120/6  
Thermal Noise  
Δt<sub>1</sub>  
Δt<sub>2</sub>  
Δt<sub>3</sub>  
Δt<sub>4</sub>  
AGC  
Δt<sub>5</sub>  
Phase Noise  
Δt<sub>6</sub>  
Δt<sub>7</sub>  
Δt<sub>8</sub>  
Δt<sub>9</sub>  
Δt<sub>10</sub>  
Δt<sub>11</sub>  
Δt<sub>12</sub>  
Δt<sub>13</sub>  
Δt<sub>14</sub>

- Δt<sub>1</sub>: Signallaufzeitfehler durch Mehrwegeempfang und Variation des Antennen-Phasenzentrums
- Δt<sub>2</sub>: Laufzeitdifferenz zwischen L<sub>1</sub> und L<sub>2</sub> durch differentielle Filterlaufzeiten
- Δt<sub>3</sub>: Laufzeitdifferenz zwischen L<sub>1</sub> und L<sub>2</sub> bei Wechseln der Misch- oder Zwischenfrequenz
- Δt<sub>4</sub>: Laufzeitfehler durch Temperatur- und alterungsabhängige Änderung von Zeitkonstanten
- Δt<sub>5</sub>: Laufzeitfehler durch Phasenänderungen im AGC-Stellglied
- Δt<sub>6</sub>: Laufzeitfehler durch die Frequenzabhängigkeit der Filter-Gruppenlaufzeiten
- Δt<sub>7</sub>: Differentieller und variabler Laufzeitfehler zwischen Code- und Phasen-Regelschleife
- Δt<sub>8</sub>: Laufzeitfehler durch Drift des Referenz-Frequenznormals

nen Referenzsignale entsprechend der Dopplerdrift erfolgt in zwei parallelen Kanälen:

- dem  $\tau$ -Dither-Korrelator mit der Code-Phasenregelschleife
- dem Prompt-Korrelator mit der Mischprodukt-Phasenregelschleife

Im  $\tau$ -Dither-Korrelator [21] wird das empfangene Signal rasch abwechselnd mit zwei zeitverschobenen Versionen des empfangereigenen Referenzcodes korreliert. Der "Early"-Referenzcode liegt dabei um genau ein Chip der Länge  $T_c$  früher als der "Late"-Referenzcode. Die Maxima der beiden zugehörigen Kreuzkorrelationsfunktionen weisen daher gleichfalls einen zeitlichen Abstand  $T_c$  auf. Durch Subtraktion der gemessenen Early-Amplitude von der Late-Amplitude kann eine Detektorfunktion (Early/Late-Kreuzkorrelationsfunktion) gebildet werden, die eine Messung von Betrag und Vorzeichen der Zeitdifferenz  $\tau$  zwischen dem empfangenen Code und dem "prompten" Empfänger-Referenzcode ermöglicht. Diese Funktion ist in Abb. 3-3 unter dem "Code-Error"-Detektor dargestellt. Im Intervall  $[-\frac{1}{2}T_c, \frac{1}{2}T_c]$  ist eine eindeutige Messung von  $\tau$  möglich. Die gemessenen Differenzen  $\tau$  dienen als Stellwerte zur Nachregelung der Phase des Codetaktoszillators. Die Genauigkeit, mit welcher der Regelnullpunkt durch die Amplitudendifferenzmessungen eingegrenzt werden kann, entspricht der Genauigkeit der daraus abgeleiteten, üblicherweise als "Pseudoranges" [2] bezeichneten Strecke zum Satelliten. (Ein Pseudorange entspricht bis auf einen Streckenfehler durch Abweichung der Empfängeruhr von der GPS-Zeit der Strecke  $lc$ .)

Der prompte Referenzcode, dessen Phase in der Mitte zwischen Early- und Late-Code liegt, wird in einem zweiten Korrelator mit dem empfangenen Signal korreliert. Die Phase der entstehenden Mischproduktfrequenz (siehe Gl. 3.7) wird in einem Phasendetektor in Bezug auf eine Referenzfrequenz gemessen. In Abb. 3-3 ist die Erzeugung dieser Frequenz aus Gründen der Übersichtlichkeit weggelassen. Über dem "Phase-Error"-Detektor ist die mehrdeutige Phasendetektor-Funktion wiedergegeben. Die gemessenen Phasendifferenzen werden innerhalb des Empfängers zur Nachführung des Doppler-Oszillators benötigt. Die Änderungsrate der Mischproduktphase wird manchmal auch zur Stützung der Codephasen-Regelschleife benutzt. Bei einigen Empfängern können diese Phasenwerte für eine nachträgliche Auswertung gespeichert werden. Im Prompt-Kanal werden außerdem die 50 bit/sec-Telemetriedaten der Satelliten demoduliert.

Aus den Gl.(2.4) folgt, daß in einem GPS-Empfänger die Information über die Dopplerverschiebung und die zugehörige Änderungsrate sowohl der Mischprodukt- als auch der Coderegelschleife entnommen werden kann. Wegen der größeren absoluten Frequenzänderung reagiert die Mischprodukt-Regelschleife jedoch auf die Dopplerverschiebung erheblich empfindlicher als die Coderegelschleife. In einem GPS-Empfänger, der größeren Beschleunigungen ausgesetzt werden soll (z. B. in Fahrzeugen), muß die Mischprodukt-Regelschleife dem Anwendungsfall entsprechend viel breiter dimensioniert werden als dies für einen stationären GPS-Empfänger notwendig ist. Dessen Regelschleife muß lediglich der langsamen Doppleränderungsrate aufgrund der Satellitenbewegung

(maximal 1 Hz/sec) folgen.  
In der Mischprodukt-Regelschleife von Navigationsempfängern kann daher das SNR stark absinken. Eine weitere Verminderung des SNR kann durch Signalabschattungen bewirkt werden. Letztlich verbleibt nur eine geringe Sicherheitsspanne gegen Signalverlust. In Navigationsempfängern wird es somit zur Notwendigkeit, durch Korrelation mit der prompten Codephase das gegenüber der Code-Regelschleife um 3 dB höhere SNR aus der Mischprodukt-Phasenregelschleife zu nutzen, zumal hiervon auch die Fehlerwahrscheinlichkeit bei der Demodulation der Satellitendaten abhängt.

### 3.2 Zufällige Fehlerbeiträge

#### 3.2.1 Phasen- und Amplitudenrauschen

Beim Empfang mit einer hemisphärischen Antenne beträgt die verfügbare GPS-Signalleistung etwa -130 dBm. Die thermische Rauschleistung, die im betrachteten Frequenzbereich als gleichverteilt angenommen werden kann, beträgt [39]:

$$(3.13) \quad P_N = F k T_e B$$

wobei:  $F$  = Rauschzahl des Empfängers  
 $B$  = Bandbreite des Empfängers  
 $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Wsec/K Boltzmannkonstante  
 $T_e$  = absolute Temperatur des Empfängers

Bei einer Korrelatorbandbreite von 1 kHz, einer Rauschzahl von 2 und einer Temperatur von 300 K ergibt sich eine Rauschleistung von -140,8 dBm. Für das Korrelatormischprodukt folgt somit  $SNR \approx 10$ .

Ein Signal  $s(t)$  wird durch eine überlagerte Rauschspannung wie folgt verändert:

$$(3.14) \quad \hat{s}(t) = N(t) A(t) \sin(\omega t + \phi_N(t))$$

Dies gilt in gleicher Weise für das Korrelatormischprodukt mit  $\tau = \text{const}$  (siehe Gl. (3.7)). Es wird also mit  $N(t)$  amplitudenmoduliert (Amplitudenrauschen) und mit  $\phi_N(t)$  phasenmoduliert (Phasenrauschen).

Die Einflüsse der Beiträge von Amplituden- und Phasenrauschen auf die Meßgenauigkeit eines GPS-Empfängers werden im folgenden abgeschätzt.

##### 3.2.1.1 Phasenmeßfehler

Wenn man die zugrundeliegenden Signalspannungen in einem Zeigerdiagramm abbildet, zeigt eine einfache geometrische Überlegung, daß die Rauschphasenverschiebung des resultierenden Signals  $\hat{s}(t)$  dann maximal wird, wenn das Rauschen  $N(t)$  und das ursprüngliche Signal  $s(t)$  senkrecht aufeinander stehen (siehe Abb. 3-4).

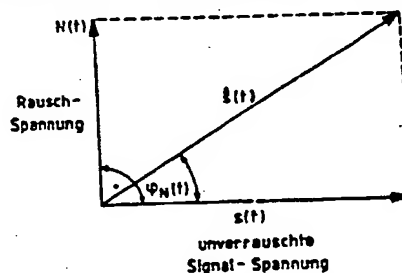


Abb. 3-4: Zeigerdiagramm für Rausch- und Signalspannung. Wenn  $N(t)$  und  $s(t)$  senkrecht aufeinander stehen, tritt der größte Phasenfehler auf.



Für diesen ungünstigsten Fall gilt:

$$(3.15) \quad \Phi_N(t) = \arctan \frac{N(t)}{S(t)}$$

Mit der Definition des SNR als Verhältnis von Nutz- zu Störleistung

$$(3.16) \quad \text{SNR} = \frac{S(t)^2}{N(t)^2}$$

folgt aus Gl. (3.15):

$$(3.17) \quad \Phi_N(t) = \arctan (\text{SNR})^{-1/2}$$

Das Phasenrauschen des Korrelator-Mischproduktes hängt somit nur vom SNR ab. Unter der Voraussetzung gleicher Signalleistungen ist die Phasenmeßgenauigkeit unabhängig vom Code, aus dem das Mischprodukt hervorging.

Der Fehler, der durch das Phasenrauschen einer als Zeitmaß verwendeten Schwingung mit der Frequenz  $f$  verursacht wird, beträgt:

$$(3.18) \quad \Delta\tau = \frac{\Phi_N(t)}{2\pi f}$$

Mit Gl. (3.17) folgt:

$$(3.19) \quad \Delta\tau = \frac{\arctan(\text{SNR})^{-1/2}}{2\pi f}$$

Der Streckenmeßfehler ergibt sich durch Multiplikation mit der Lichtgeschwindigkeit  $c$ :

$$(3.20) \quad \Delta s = \Delta\tau \cdot c$$

Bezieht sich die Phasenmessung auf die  $L_1$ -Frequenz, dann folgen für  $\text{SNR} = 10$  die Meßfehler:

$$\Delta\tau \approx \pm 3,2 \cdot 10^{-11} \text{ sec}$$

$$\Delta s \approx \pm 1 \text{ cm}$$

Diese Meßauflösung ist jedoch nur dann signifikant, wenn man voraussetzen kann, daß die Empfängeruhr über das zugehörige Meßzeitintervall von  $T = 1 \text{ msec}$  eine Stabilität von  $\Delta\tau/T < 3,2 \cdot 10^{-8}$  aufweist. Dies muß jedoch bei so kurzen Integrationszeiten nicht unbedingt der Fall sein (siehe Abschnitt 3.2.2). Das Meßergebnis ist zudem mehrdeutig mit der Trägerperiode.

### 3.2.1.2 Amplitudenmeßfehler

Die Bestimmung der Gruppenlaufzeit durch Auffinden des Autokorrelationsmaximums wird im GPS-Empfänger auf eine Amplituden- bzw. Leistungs-Messung zurückgeführt.

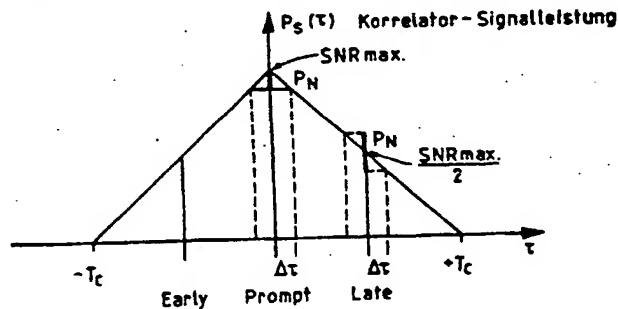


Abb.3-5: Die Korrelatorausgangsleistung als Funktion von  $\tau$ . Der Zeitfehler  $\Delta\tau$  hängt von der Rauschleistung  $P_N$  ab.

Für einen Amplituden-Meßwert wird der Fehler maximal, wenn  $N(t)$  und  $s(t)$  parallel oder antiparallel zueinander liegen. Nun hängt die Zeitmeßgenauigkeit davon ab, wie genau die zeitliche Lage des Autokorrelationsmaximums durch die Early/Late-Amplitudendifferenzen im  $\tau$ -Dither-Kanal eingegrenzt werden kann. Nach Abb. 3-5 gilt:

$$(3.21) \quad \frac{T_c}{P_s(0)} = \frac{\Delta\tau}{P_N}$$

Bei einem gegebenen maximalen SNR

$$(3.22) \quad \text{SNR}_{\max} = \frac{P_s(0)}{P_N}$$

ergibt sich ein Laufzeitmeßfehler von

$$(3.23) \quad \Delta\tau = \frac{T_c}{\text{SNR}_{\max}}$$

Da in der  $\tau$ -Dither-Schleife die Differenzbildung unabhängiger Meßwerte erfolgt, kann der größtmögliche Gesamtfehler für jedes Early/Late-Meßwertepaar doppelt so groß sein:

$$(3.24) \quad \Delta\tau = \frac{2T_c}{\text{SNR}_{\max}}$$

Weil die P-Code-Taktperiode  $T_c$  10 mal kleiner als die des C/A-Codes ist, ergibt sich bei gleicher Korrelator-Bandbreite und

gleicher Rauschzahl eine 10 mal höhere Zeit- und Streckenmeßgenauigkeit als mit dem C/A-Code. Für  $SNR_{\text{max}} = 10$  sind die Meßfehler in folgender Tabelle aufgeführt. Die erforderliche Oszillatorstabilität für  $T = 1$  msec ist gleichfalls angegeben:

	$\Delta t/T$	$\Delta t$	$\Delta \Phi$
C/A-Code	$10^{-4}$	$\pm 200$ nsec	$\pm 60$ m
P-Code	$10^{-5}$	$\pm 20$ nsec	$\pm 6$ m

Die Genauigkeit der Amplitudendifferenzmessung ist somit bei kurzen Integrationszeiten etwa um 3 Größenordnungen schlechter als die der Phasenmessung.

Durch Verringerung der Korrelator-Bandbreite und damit auch durch Verlängerung der Meßzeit  $T$  besteht die Möglichkeit, eine Verbesserung der Meßauflösung zu erzielen. Hierbei nimmt die Genauigkeit der Amplitudendifferenzmeßwerte linear mit der Verbesserung des SNR zu (Gl. 3.24), während die Genauigkeit der Phasenmessung nur mit  $\sqrt{SNR}$  zunimmt (Gl. 3.19). Bei sehr langen Meßzeiten scheint daher die Auflösung der Amplitudendifferenzmessung besser zu werden als die der Phasenmessung. Da die Signifikanz der Auflösung jedoch von der Stabilität des Empfänger-Referenzsignals abhängt, ist zunächst dessen Stabilitätscharakteristik zu betrachten.

### 3.2.2 Einfluß der Empfängerbandbreite und des Empfängerfrequenzsignals auf die Meßgenauigkeit

In den meisten GPS-Empfängern dient ein einziger Oszillator als Referenzsignal für alle im Empfänger benötigten Mischfrequenzen und Zeitsignale. Eine Drift dieses Oszillators wirkt sich daher auf alle Frequenzen mit dem gleichen relativen Fehler aus. Wenn das Referenzsignal als Grundfrequenz für die hochfrequenten Mischfrequenzen verwendet wird, dann verstärkt sich dessen Phasenrauschen mit dem Frequenzvervielfachungsfaktor  $N$ . Im logarithmischen Maß ausgedrückt erhöht sich das Phasenrauschen um den Betrag  $V$ :

$$(3.25) \quad V = 20 \log N \quad [\text{dB}]$$

Die Rauschseitenbänder werden durch die Mischung dem Empfangssignal aufmoduliert. Die Seitenbänder der höchstfrequenten Mischfrequenz tragen somit nach dem thermischen Rauschen am stärksten zum empfangereigenen Phasenrauschen bei.

Der Amplitudenrauschbeitrag des Oszillators kann dagegen vernachlässigt werden, weil Amplitudenrauschen durch Oberwellenbildung nicht vervielfacht wird. Bei Verwendung von Ringmischern [40], [41] in den Mischstufen des Empfängers wird das Amplitudenrauschen zusätzlich um mindestens 30 dB unterdrückt.

Eine Abschätzung für die erforderliche spektrale Reinheit der Empfänger-Mischfrequenzen ergibt sich aus der Stärke des Phasenrauschens des Satellitensignals. Auf keinen Fall ist es sinnvoll, das Phasenrauschen des Empfängers kleiner als das auf die Sende-

frequenz vervielfachte Phasenrauschen des Satelliten-Oszillators zu machen.

Für die  $L_1$ -Frequenz ist das typische Phasenrauschen durch die in Abb. 3-6 gezeigte Kurve gegeben, welche aus der Spezifikation des Satellitenoszillators abgeleitet wurde [5]. Das logarithmische Verhältnis der spektralen Seitenband-Rauschleistungsdichte  $G_{ssb}(f)$  zur Trägerleistung  $P_c$  ist als Funktion des Abstandes von der Trägerfrequenz wiedergegeben.

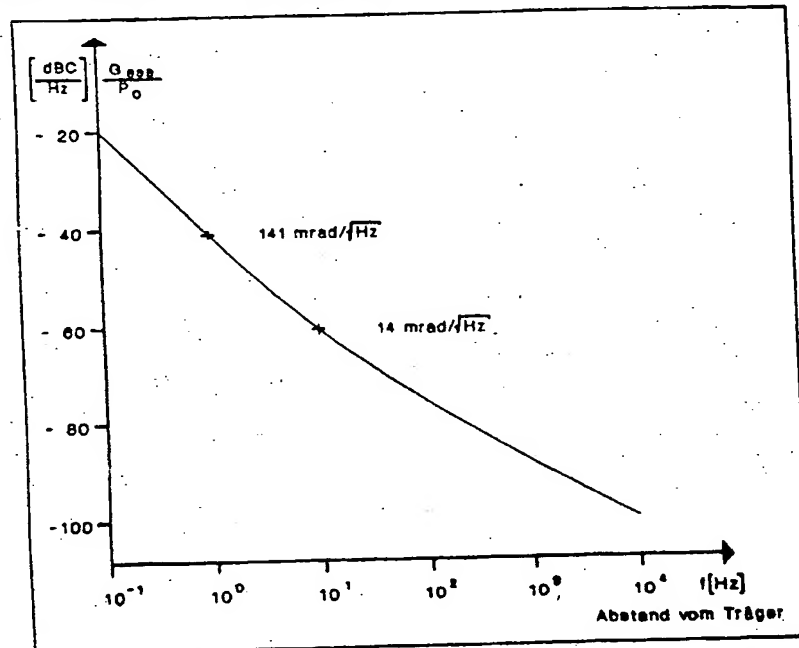


Abb. 3-6: Die Seitenband-Rauschleistungsdichte der Satelliten-Trägerfrequenzen. Als Kennwerte sind zwei auf  $\sqrt{1}$  Hz normierte mittlere quadratische Phasenrauschwinkel angegeben

Das Gesamtphasenrauschen des Korrelator-Ausgangssignals ergibt sich aus der Überlagerung der Rauschbeiträge des Satellitensignals, des Empfängernormals (bzw. der entsprechenden vervielfachten Rauschbeiträge aus den Mischoszillatoren) sowie des thermischen Eigenrauschens des Empfängers. Die Oszillator-Rauschbeiträge können als normalverteilt um die Mittenfrequenz angenähert werden, während die thermische Rauschleistungsdichte über die Empfängerbandbreite gleichverteilt ist.

Abb. 3-7 zeigt die spektralen Leistungsdichten des Nutzsignals  $S(f)$  sowie des thermischen Rauschens  $N(f)$  am Korrelatorausgang. Für  $N(f)$  wurde eine Empfängerrauschzahl von  $F = 3$  dB angenommen. Die Bandbreite  $B_x$ , innerhalb welcher  $S(f) > N(f)$  gilt, hängt von den Rauschseitenbändern der Empfängermischfrequenzen ab. In Abb. 3-7 wurde vorausgesetzt, daß die Empfängermischfrequenzen die gleichen Rauschseitenbänder wie die Satellitensignale aufweisen.

In diesem Fall gilt  $B_k \approx 1$  Hz. Da die Korrelatorfilter in der Regel eine Bandbreite zwischen 1 und 3 kHz haben, kann der thermische Rauschbeitrag durch weitere Bandbreitenreduktion bedeutend vermindert werden.

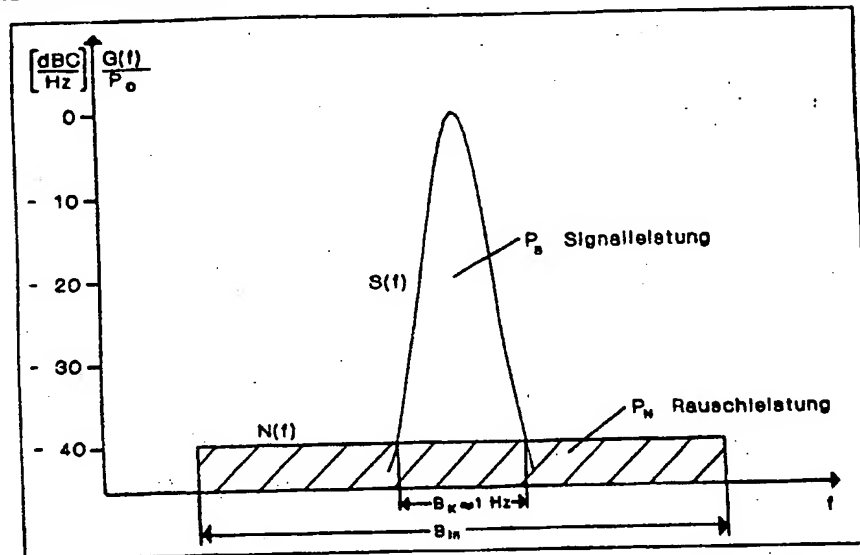


Abb. 3-7: Die spektrale Leistungsdichte von Nutzsignal  $S(f)$  und thermischem Rauschen  $N(f)$  am Korrelatorausgang

Die angestrebten geringen Filterbandbreiten werden mit Tiefpaßfiltern in den PLLs (Phase Locked Loop) der  $\tau$ -Dither- und Phasenregelschleife des GPS-Empfängers realisiert. Das Ausgangs-SNR einer PLL beträgt für  $B_L > B_k$  [12]:

$$(3.26) \quad \text{SNR}_{\text{out}} = \frac{B_{\text{in}}}{2B_L} \cdot \text{SNR}_{\text{in}}$$

mit:  $B_{\text{in}}$  = Bandbreite vor dem PLL-Filter  
 $B_L$  = Loop-Bandbreite der PLL

Für  $B_L \leq B_k$  wird gleichzeitig mit dem thermischen Rauschen auch die normalverteilte Nutzsignalleistung verringert und das SNR erhöht sich nur noch mit:

$$(3.27) \quad \text{SNR}_{\text{out}} \approx \frac{B_{\text{in}}}{2\sqrt{B_L B_k}} \cdot \text{SNR}_{\text{in}}$$

Eine beliebige Verkleinerung der Loop-Bandbreiten wird durch die Doppleränderungsrate verhindert. Die Ausgangswerte eines Filters folgen der Änderung der Eingangswerte nur bis zu einer Grenzfrequenz, die durch den Kehrwert seiner Gruppenlaufzeit  $t_g$  gegeben ist. Diese Grenzfrequenz entspricht in guter Näherung der Filter-

bandbreite  $B_L$  [42]:

$$(3.28) \quad f_{gr} = \frac{1}{t_c} \approx B_L$$

Die Filter, der Regelschleifen liefern somit erst in Abständen  $T = 1/B_L$  unabhängige Meßwerte. Für die größtmögliche Änderungsrate der Mischproduktphase von 1 Hz/sec beträgt somit die minimal erlaubte Bandbreite 1 Hz. Für die Codetaktfrequenzen betragen die minimalen Bandbreiten 1/154 Hz (P-Code) bzw. 1/1540 Hz (C/A-Code).

Es hängt nun von der Langzeitstabilität des verwendeten Frequenznormals ab, innerhalb welcher Grenzen eine Erhöhung der Auflösung bei gleichzeitiger Verlängerung der Meßzeit noch sinnvoll ist. Die Zeitstabilität muß mindestens der verlangten Meßgenauigkeit entsprechen.

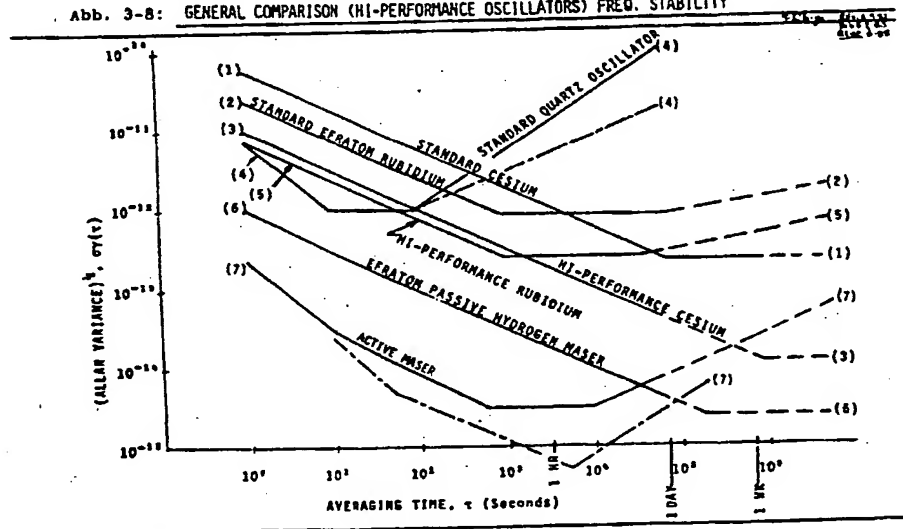
In Abb. 3-8 (aus [43]) ist die Frequenzstabilität von verschiedenen heute erhältlichen Präzisions-Oszillatortypen wiedergegeben. Als Maß für die Uhrendrift wird die Wurzel der Allan-Varianz als Funktion der Integrationszeit angegeben:

$$(3.29) \quad \sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} \frac{[\langle y_{k+1}(\tau) \rangle - \langle y_k(\tau) \rangle]^2}{2}$$

$$(3.30) \quad \sigma_y(\tau) = \frac{\Delta \tau}{\tau}$$

wobei  $\langle y_k(\tau) \rangle$  die mittlere über das Integrationsintervall  $\tau$  gemessene Frequenzabweichung des Oszillators und  $N$  die Anzahl der Integrationsintervalle bedeutet.

Abb. 3-8: GENERAL COMPARISON (HI-PERFORMANCE OSCILLATORS) FREQ. STABILITY



In Tabelle 3-1 [43] werden die wichtigsten Eigenschaften dieser Frequenznormale miteinander verglichen. Unter realistischer Berücksichtigung ihrer Eigenschaften kommen zur Zeit nur das Quarz- und das Rb-Normal als Referenzoszillatoren für einen transportablen GPS-Empfänger in Betracht.

Tab. 3-1: GENERAL COMPARISON OF PRECISION OSCILLATORS (CONTINUED)

	PRECISION QUARTZ OSC.	EFRA TOM RUBIDIUM OSC.	COMMERCIAL CESIUM-BEAM	PASSIVE HYDROGEN MASER
PRIMARY STANDARD	No	SECONDARY 6,834,682,615GHz	Yes 9,192,631,770GHz	Yes 1,420,405,751GHz
FUNDAMENTAL WEAROUT MECHANISM	BASICALLY NONE	BASICALLY NONE	CS CONTAMINATION OF ELECTRON MULTIPLIER REPLACE CS BEAM TUBE EVERY 2-3 YEARS	ION PUMPS H2 SOURCE DEPL'N ION PUMPS (5YRS? TBD) H2 DEPL'N (10YRS? ?)
MAINTENANCE	BASICALLY NONE	BASICALLY NONE	MORE GROUND AND LAB ORIENTED	DEFINITELY MORE GROUND & LAB USE
PORTABILITY APPLICATION	VERY PORTABLE SPACE-AIR-GROUND	VERY PORTABLE SPACE-AIR-GROUND	19" RACK, 6" H	19" RACK, 10" H
APPROXIMATE SIZE	~ 3" x 3" x 3"	~ 3" x 3" x 4.5"	25-70" LBS	~ 70 LBS
WEIGHT	1-2 LBS	2-4 LBS	~ 25-35 WATTS	~ 70 WATTS
POWER	2-5 WATTS	10-18 WATTS	~ 25-35 WATTS	~ 70 WATTS
COST	\$1.5K-4K	\$4K-8K	\$25K-40K	\$50K+ (PRODUCTION QTY)
SHORT TERM STABILITY $\tau=1$ SECOND	$\sim 1 \times 10^{-11}/10^{-12}$	$\sim 1 \times 10^{-11}$	4 to 7 x $10^{-11}$ 5 x $10^{-12}$	1 to 2 x $10^{-12}$
STABILITY $\sigma_y(t)$ AT 1 DAY	$\sim 1 \times 10^{-10}$	$\sim 1 \times 10^{-12}/10^{-13}$	2 x $10^{-13}$ $\sim 3 \times 10^{-14}$	PARTS IN $10^{15}$
DRIFT/DAY	$\sim 1 \times 10^{-10}$	$\sim 1 \times 10^{-12}/10^{-13}$	NONE	$\sim 1 \times 10^{-15}$
DRIFT/YEAR	$\sim 1 \times 10^{-7}$	PARTS IN $10^{10}$	NONE	$\sim 2 \times 10^{-13}$ (TBD)
RETRACE	$\sim 1 \times 10^{-9}$	$\sim 1 \times 10^{-11}$	$\sim 1 \times 10^{-11}$	$\sim 5 \times 10^{-13}$
WARM-UP TIME TO PARTS IN $10^{10}$	HOURS	< 2 MIN (TBD) TO PARTS IN $10^{10}$	< 1 HOUR	HOURS

Abb. 3-9 zeigt die Stabilitätskurven eines Quarzoszillators (K&L Quartztek, Model KLQ 1000 [44]) und eines Rb-Oszillators (Efratom [43]) zusammen mit den relativen statistischen Fehlern der Meßwerte als Funktion der Meßzeit T. Physikalisch sinnvolle Meßergebnisse können nur in dem Fehlerbereich oberhalb der jeweiligen Oszillatorstabilitätskurve liegen. Meßauflösungen, die unter der Oszillatorstabilität liegen, sind nicht mehr signifikant; stattdessen definiert in diesem Fall die zum jeweiligen Integrationszeitwert gehörende Oszillatorstabilität die Meßgenauigkeit. Generell wird mit demjenigen Meßprozeß die höchste absolute Zeitauflösung  $\Delta t$  erzielt, dessen Auflösungskurve den Bereich der höchsten Zeitstabilität der Oszillatorcharakteristik bei möglichst kurzen Integrationszeiten schneidet.

Für die Amplitudendifferenzen aus dem  $\tau$ -Dither-Kanal ergeben sich mit  $SNR_{\text{out}} = SNR_{\text{in}}$  aus den Gl. (3.24), (3.26), (3.27) und  $T=1/B_L$  die folgenden relativen Meßauflösungen:

$$(3.31a) \quad \frac{\Delta t}{T} = \frac{4T_c}{B_L \text{CNR}_{\text{in}}} \cdot T^{-2} \quad \text{für } B_L > B_K$$

$$(3.31b) \quad \frac{\Delta t}{T} = \frac{4T_c \sqrt{B_K}}{B_L \text{SNR}_{\text{in}}} \cdot T^{-3/2} \quad \text{für } B_L \leq B_K$$

Der Zeitfehler der Phasenmessung folgt nach Gl. (3.19), (3.26) und

$\arctan x \approx x$  für  $x \ll 1$ . Da bei der Mischproduktphase die Doppler-änderungsrate in der Nähe von  $B_K$  liegt und daher eine weitere Verminderung von  $B_L$  nicht möglich ist, kann der Fall  $B_L \leq B_K$  außer Betracht bleiben:

$$(3.32) \quad \frac{\Delta \tau}{T} = \frac{1}{2\pi f} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{B_{L_n} \text{SNR}_{L_n}}} T^{-3/2} \quad \text{für } B_L > B_K$$

In Abb. 3-9 sind die logarithmischen Darstellungen der Funktionen (3.31a/b) und (3.32) für  $\text{SNR}_{L_n} = 10$  bei  $F_{L_n} = 1$  kHz aufgetragen. Aus den Schnittpunkten mit den Oszillator-Charakteristiken ergeben sich die maximalen Meßgenauigkeiten.

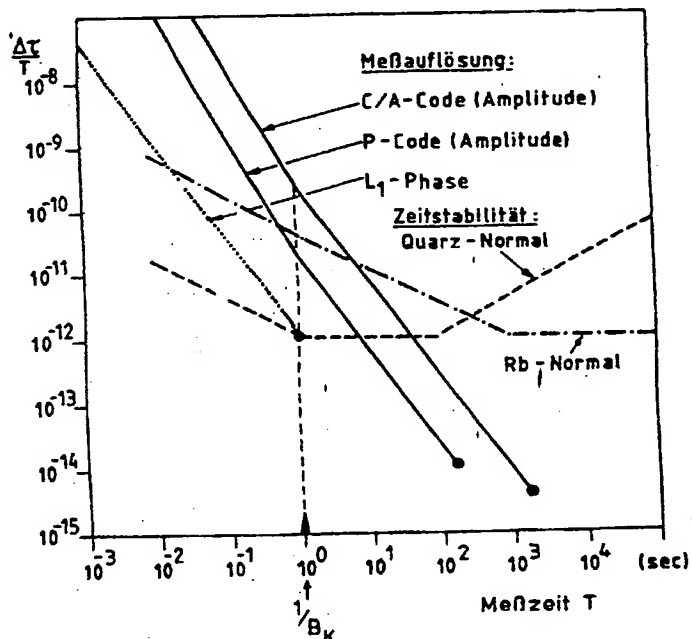


Abb. 3-9 : Oszillatorstabilität und statistische Meßfehler im GPS-Empfänger. Die Punkte am Ende der Meßkurven bezeichnen die maximalen Integrationszeiten aufgrund der Doppleränderungsraten. Die Instabilität der zwei ausgewählten Frequenznormale begrenzt die Meßgenauigkeit jedoch schon vorher.

Die Graphik verdeutlicht, daß durch die Oszillatorfehler der sinnvolle Meßbereich für die C/A- und P-Code-Amplitudendifferenzmessung bei längeren Integrationszeiten deutlich eingeschränkt wird. Die Messung mit dem P-Code führt bei einem gleichen relativen Fehler des Frequenznormals zu einem 10fach kleineren absoluten Fehler  $\Delta \tau$ . Eine Verminderung der Genauigkeit wird durch systematische Fehlerbeiträge des Empfängers hervorgerufen.



### 3.3 Systematische Fehlerbeiträge

#### 3.3.1 Antennenfehler

##### 3.3.1.1 Mehrwegeempfang

In Abhängigkeit von der Beschaffenheit der unmittelbaren Umgebung empfängt die Antenne nicht nur das direkte Signal vom Satelliten, sondern überlagert auch verzögerte Signale, die an Objekten in Antennennähe reflektiert werden können. Dieser Mehrwegeempfang spielt bei GPS-Signalen nur dann eine Rolle, wenn die Laufzeitdifferenz zwischen dem direkt empfangenen und dem reflektierten Signal im Bereich von weniger als einer Chiplänge liegt. Ist der Laufzeitunterschied größer, dann weist das reflektierte Signal ein eigenes Kreuzkorrelationsmaximum auf, das wegen seiner viel geringeren Amplitude sicher von dem direkten Signal unterschieden werden kann. Beim P-Code beträgt die zugehörige kritische Laufzeitdifferenz etwa  $0,1 \mu\text{sec}$ , beim C/A-Code dagegen  $1 \mu\text{sec}$ . Demnach besitzt das P-Code-Signal eine erheblich geringere Empfindlichkeit gegen Mehrwegeempfang als das C/A-Code-Signal.

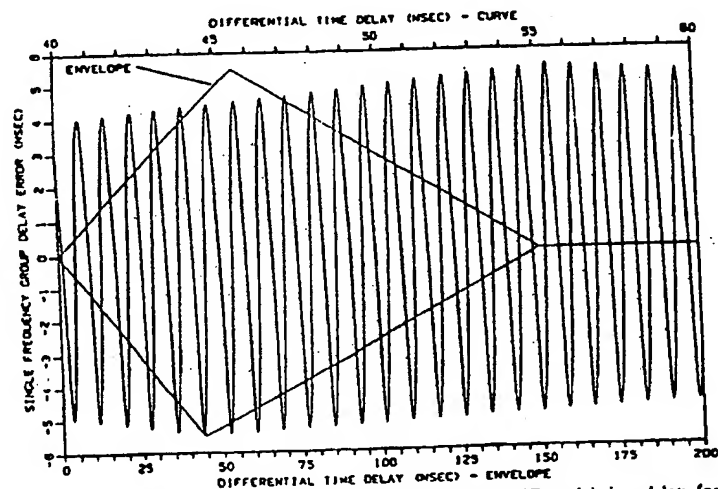


Abb. 3-10: GPS single frequency group delay error due to multipath versus differential time delay, for reflected-to-direct signal ratio of 0.11 at 1226 MHz. (Lower time axis for envelope, upper for sinusoid.)

Liegen die Laufzeitdifferenzen unter diesen Grenzen, dann trägt die zur Antenne gelangende reflektierte Welle als zusätzliches Störsignal zur Vergrößerung des Meßfehlers bei. Die Wirkung dieses Störsignals auf die momentanen Fehlerbeiträge der Amplituden- und Phasenmessung kann völlig analog, wie im Kapitel 3.2 beschrieben, durch die Gleichungen (3.19) und (3.24) angegeben werden, wenn als SNR das Verhältnis von Nutz- zu Reflektionssignalleistung eingesetzt wird. Im Gegensatz zum thermischen Rauschen wird durch die Überlagerung von reflektierten Signalen ein deterministischer Fehler durch

asymmetrische Signalleistungsbeiträge an den gegenüberliegenden Flanken der Nutzsignal-Autokorrelationsfunktion verursacht. Der Betrag des Meßfehlers hängt von dem aktuellen Laufzeitunterschied zwischen dem direkten und dem reflektierten Signal ab. Durch die langsame Änderung der Satellitenposition ändert sich entsprechend der Geometrie des Signalausbreitungsweges auch die Laufzeitdifferenz, so daß ein periodisch variierender Fehler auftritt. In Abb. 3-10, übernommen von Bishop et al. [45], ist dieser Zeitfehler der Amplitudenmessung durch Überlagerung eines um ca. 19 dB schwächeren Reflektionssignals als Funktion der Laufzeitdifferenz für das P-Code-modulierte L<sub>2</sub>-Signal gezeigt. Man sieht, daß der Fehler mit der Periode der Trägerfrequenz von 0,8 nsec oszilliert. Nach [46] treten die Fehlermaxima, abhängig von den geometrischen Verhältnissen, in Zeitabständen von 3 - 10 min auf. Nach Gl. (3.24) erhält man für das von Bishop et al. angenommene Amplitudenverhältnis Stör- zu Nutzsignal von 0,11, was einem SNR von 80 entspricht, bei der vorgegebenen P-Code-Chiplänge von  $T_c = 100$  nsec einen maximalen Zeitmeßfehler von  $\Delta t = \pm 2,5$  nsec. Dieser Wert stimmt gut mit den gemessenen Werten von kleiner als  $\pm 3$  nsec aus [46] überein, was die Gültigkeit der Abschätzung nach Abschnitt 3.2.1.2 bestätigt. Die Graphik von Bishop et al. weicht dagegen um einen Faktor 2 von den Meßwerten ab. Die Einhüllende der Fehleramplitude ist in dieser Graphik in einem größeren Zeitmaßstab gleichfalls wiedergegeben. Da die reflektierten Signale auf jeden Fall später als die prompten eintreffen, können sie nur im Bereich  $\tau > 0$  der Kreuzkorrelationsfunktion zu Fehlerbeiträgen führen. Daher ergibt sich die Form der Hüllkurve aus der Leistungsverteilung des "Late"-Beitrags der Early-Late-Kreuzkorrelationsfunktion im  $\tau$ -Dither-Korrektor.

Der Richtigkeit halber sollte noch ergänzt werden, daß bei Bishop et al. in den Formeln (1) - (3) die trigonometrischen Funktionen sin und cos durch tan ersetzt werden müßten. Ferner beträgt bei einem Stör/Nutzsignal-Amplitudenverhältnis von 0,11 die Variation in der Signalstärke nicht wie angegeben  $\pm 2$  dB, sondern nur  $\pm 1$  dB.

Die Genauigkeit der Phasenmessung verschlechtert sich nach Gl. (3.19) durch Überlagerung des zeitverzögerten Reflektionssignals entsprechend dessen Leistungsbeitrag. Auch dieser Fehler wird, wie die Amplitude, mit der Periode der Trägerfrequenz oszillieren. Der Phasenfehler beträgt für  $N(t)/s(t) = 0,11$  (SNR = 80) maximal  $6,3^\circ$ . Für das L<sub>1</sub>-Mischprodukt ergibt sich nach Gl. (3.19) nur ein maximaler Zeitfehler von  $\Delta t = 1,4 \cdot 10^{-11}$  sec. In der Regel wird daher die Störung der Phasenmeßwerte durch Reflektionen zu vernachlässigen sein. Dies wird auch von Bishop et al. festgestellt.

### 3.3.1.2 Instabilität des Phasenzentrums

Da die mechanische Struktur des Antennenelementes (bei GPS wird meistens eine Helixantenne mit hemisphärischer Richtcharakteristik verwendet) nicht kugelsymmetrisch ist, hängt die Phase, mit der die eintreffende elektromagnetische Welle in eine elektrische

Spannung umgesetzt wird, von der Richtung ab, aus welcher die Welle auf die Antenne trifft. Dieser Fehlerbeitrag liegt in der Dimension einer Signalwellenlänge. Der Fehler müßte sehr gut reproduzierbar sein, da er von der konstanten geometrischen Struktur der Antenne abhängt [47]. Deshalb erscheint es möglich, die aus Labormessungen bekannten Korrekturwerte als Funktion der Elevation bei der Auswertung im Empfängerrechner mit Hilfe einer Korrekturwerttabelle zu berücksichtigen. Der Literatur ist kein Hinweis zu entnehmen, ob eine solche Korrektur einer GPS-Antenne bereits versucht wurde.

### 3.3.2 Empfängereigene Laufzeitfehler

#### 3.3.2.1 Differentieller Fehler für $L_1$ und $L_2$ durch Vorfilter

Die Mischung in einem Superhet-Empfänger hat den Nachteil, daß dabei zwei Empfangsbänder entstehen, die gleichermaßen auf die Zwischenfrequenz ZF abgebildet werden [38]:

$$\begin{aligned} \text{ZF} &= f_{\text{osz}} - f_{\text{s}} \\ (3.28) \quad \text{ZF} &= f_{\text{s}} - f_{\text{osz}} \end{aligned}$$

Der von der Spiegelfrequenz

$$\begin{aligned} f_{\text{s}} &= f_{\text{s}} + 2\text{ZF} \quad \text{für } f_{\text{osz}} > f_{\text{s}} \\ (3.29) \quad f_{\text{s}} &= f_{\text{s}} - 2\text{ZF} \quad \text{für } f_{\text{osz}} < f_{\text{s}} \end{aligned}$$

stammende Rausch- oder Fremdsignal-Beitrag muß daher mit einem Vorfilter vor der Mischstufe unterdrückt werden. Bei einem GPS-Zweifrequenzempfänger ist daher in der Regel ein Diplexerfilter notwendig, welches das  $L_1$ - bzw. das  $L_2$ -Signal selektiert.

Bei Verwendung eines Diplexerfilters lassen sich unterschiedliche Signallaufzeiten für  $L_1$  und  $L_2$  praktisch nicht vermeiden, da die Filterlaufzeiten eine Funktion der Frequenz sind. In der Regel entsteht also der differentielle Fehler  $\Delta t_2$  zwischen  $L_1$  und  $L_2$ . Durch Temperatur- und Alterungseinflüsse ist dieser Fehler außerdem variabel.

Bei der üblichen ersten ZF von 60 bis 70 MHz hat die Spiegelfrequenz von  $L_1$  einen relativen Abstand von nur ca. 9 %. Wenn man eine Spiegelfrequenzunterdrückung von mindestens 50 dB fordert, dann sind mehrere Filterresonatoren erforderlich. Unter Zugrundelegung üblicher Filtertechniken (Interdigital- oder Stripline-filter) beträgt die Einfügungsdämpfung etwa 1,5 dB. Um diesen Betrag erhöht sich auch die Gesamtrauschzahl des Empfängers. Damit trägt auch das Vorfilter noch zur Vergrößerung des zufälligen Fehlers bei.

Bei speziellen GPS-Empfängern wird darüber hinaus noch eine sehr starke Selektion gegen benachbarte Störsignale gefordert, um auch unter extremen Bedingungen eine Übersteuerung des Vorverstärkers zu verhindern. Dadurch wird die Einfügungsdämpfung und folglich auch die Rauschzahl noch weiter erhöht.

### 3.3.2.2 Differentieller Fehler durch Frequenzwechsel

Wenn ein GPS-Empfänger abwechselnd  $L_1$  und  $L_2$  empfangen soll, dann ist eine entsprechende Änderung der Mischfrequenz oder (ungebräuchlich) der ZF erforderlich. In beiden Fällen entsteht ein differentieller Laufzeitfehler  $\Delta t_3$  durch die Frequenzabhängigkeit der Signallaufzeit.

### 3.3.2.3 Temperatur- und Alterungsfehler

Die Filter und Verstärker des Empfängers weisen Laufzeiten auf, die temperaturabhängig sind und auch von der Alterung der Bauelemente abhängen. Daher können zu verschiedenen Zeiten gemessene Laufzeiten um den Fehler  $\Delta t_4$  voneinander abweichen. Durch die frequenzabhängigen Laufzeiten im ZF-Teil wird die Phasenbeziehung zwischen den Frequenzkomponenten, welche das GPS-Signal übertragen, gegenüber der Vakuum-Ausbreitung verändert. Auch dieser Fehlerbeitrag hängt von der Temperatur und der Alterung ab.

Von diesen Fehlern werden die verschiedenen GPS-Empfängertypen in unterschiedlicher Weise betroffen:

#### 1. Fehlerverhalten im Mehrkanalempfänger:

Das GPS-Pseudorange-Meßverfahren erfordert den Empfang von mindestens 4 verschiedenen Satelliten. Der naheliegendste Gedanke ist daher, die benötigten Signale in 4 parallelen Empfängerzweigen zu verarbeiten. Da alle Messungen parallel ablaufen, wird mit diesem Aufbau eine minimale Meßzeit erzielt. Der Nachteil ist, daß jeder Kanal eine individuelle Laufzeit aufweist. Die resultierenden Laufzeitdifferenzen zwischen den Kanälen tragen zur Verschlechterung der erzielbaren Meßgenauigkeit bei.

Die Bestimmung des aktuellen Fehlers kann intervallweise durch gleichzeitige Einspeisung eines Kalibriersignals in alle 4 Kanäle im Wechsel mit den Satellitensignalen erfolgen. Es wird dabei die individuelle Laufzeit jedes Kanals gemessen (z.B. im GPS-Empfänger nach [31]).

Bei einem Mehrkanalempfänger, in dem identische digitale Auswertekanäle an einem gemeinsamen ZF-Teil angeschlossen sind, kann der differentielle Fehler zwischen verschiedenen Kanälen bei geeigneter Auslegung der Signalverarbeitungsalgorithmen vernachlässigt werden. Ein Beispiel ist der GPS-Empfänger nach [48].

#### 2. Fehlerverhalten im Einkanal-Empfänger:

Bei diesem Empfänger steht für die Messung der Signale nur ein Signalverarbeitungsteil zur Verfügung. Es sind zwei Untertypen des Einkanalempfängers zu unterscheiden:

##### a) Sequentieller Empfänger:

Dieser Empfängertyp empfängt ein Signal so lange, bis durch

Integration die erforderliche Meßgenauigkeit erreicht ist, und schaltet dann durch Frequenzänderung der Mischoszillatoren und Einstellung eines neuen Codes auf das nächste Signal um. Nach Empfang von 4 verschiedenen Signalen wiederholt sich der Zyklus. (Z.B. sind die Empfänger nach [28] und [32] Vertreter dieser Sparte.)

Nachteilig bei diesem technisch am einfachsten realisierbaren Empfängertyp ist, daß empfängereigene Laufzeitschwankungen, die während der jeweiligen Satellitenmessung auftreten können, für jeden Satelliten zu nicht bestimmbar Fehlerbeiträgen führen. Solche Laufzeitänderungen treten insbesondere während der Anwärmphase nach dem Einschalten des Empfängers, aber auch bei Außentemperaturschwankungen auf.

#### b) Multiplexempfänger:

Bei diesem Empfängertyp erfolgt das Umschalten zwischen den 4 Signalen mit einer hohen Wechselfrequenz. Wenn die Umschaltfrequenz mit mindestens 200 Hz gewählt wird, dann wird ein quasi gleichzeitiges Empfangen von 4 Satellitensignalen ermöglicht. Innerhalb einer Datenbitperiode von 20 msec können so die Daten von 4 Satelliten gleichzeitig aufgenommen werden, ohne daß es zu einem Datenverlust kommt.

Dieser Empfängertyp zeichnet sich dadurch aus, daß keine differentiellen Gruppenlaufzeiten und Phasenfehler verschiedener Signale durch Temperaturdriften und Alterung auftreten können, weil die Umschaltfrequenz so hoch liegt, daß die im Vergleich dazu langsamen Laufzeitänderungen für alle Signale näherungsweise gleichzeitig erfolgen. Daher entsteht für alle Satellitensignale nur ein gemeinsamer Zeitfehler. (Z.B. entspricht der Empfänger nach [37] diesem Funktionsprinzip.) Ein für alle Signale gleicher Fehler liefert einen zusätzlichen Beitrag zum empfängereigenen Zeit-Offsetfehler. Diese Zeitverschiebung, um welche die Empfängerzeit von der GPS-Systemzeit abweicht, kann insgesamt bei der Auswertung berechnet werden.

#### 3.3.2.4 Fehler durch Verstärkungsregelung

Die meisten GPS-Empfänger benötigen eine automatische Verstärkungsregelung AGC (Automatic Gain Control), welche die Nutzsignalamplituden in den Demodulatorschaltungen trotz unterschiedlicher Signalstärken konstant hält. Diese Regelung ist erforderlich, weil die letzte ZF-Verstärkerstufe und die Demodulatoren nur einen kleinen dynamischen Bereich aufweisen. Lediglich bei Empfängern, in denen nur eine 1 bit-Quantisierung in der Signalverarbeitung verwendet wird, kann auf eine AGC verzichtet werden (z.B. bei den in [48] und [49] beschriebenen Empfängern).

Bei Empfängern mit analogen Detektoren wird die Verstärkung in AGC-Verstärkerstufen geregelt. Bei dieser Art von Verstärkern werden die Vierpolparameter der Transistoren durch Arbeitspunktsteuerung wesentlich verändert. Als Funktion der Regelspannung ändern sich neben der Verstärkungsteilheit auch die Rückwirkung sowie der Ein- und Ausgangsleitwert. Durch die damit erzeugte variierende Bedämpfung der Ein- und Ausgangsschwingkreise kann es

zu erheblichen Schwankungen der Phasenverschiebung der AGC-Verstärkerstufe kommen. Daraus resultiert der Zeitfehler  $\Delta t_s$ .

### 3.3.2.5 Fehler als Funktion der Dopplerfrequenz

Wegen der Frequenzabhängigkeit der Signallaufzeit hängt der Betrag des momentanen Laufzeitfehlers  $\Delta t_s$  durch die Dopplerverschiebung von der absoluten Frequenzabweichung  $f_D$  ab. Nur wenn die absolute Dopplerverschiebung sehr klein gegenüber der Empfänger-Bandbreite ist, bleibt der Phasenfehler vernachlässigbar. Dagegen verursachen schmalbandige Baugruppen eines GPS-Empfängers, in denen Bandbreite und Frequenzvariation durch die Dopplerverschiebung in der gleichen Größenordnung liegen, deutliche Laufzeitfehler. Auch die Phasenverschiebung der variablen Mischfrequenzen als Funktion der Dopplerfrequenz geht in diese Art von Meßfehler ein.

In den üblichen Empfängern wird das breitbandige Signal mit einer konstanten Mischfrequenz umgesetzt, während die Nachführung der Dopplerdrift erst bei der Umsetzung auf die letzte und niedrigste Zwischenfrequenz erfolgt. Auf diese Weise wird der größte Dopplerfehler erzeugt.

Um den Dopplerfehlerbeitrag zu minimieren, ist es anzustreben, durch Nachführung auch der höchsten Mischfrequenz den Variationsbereich  $f_D/f$  zu beschränken.

### 3.3.2.6 Zeitdifferenz zwischen der Code- und der Mischproduktphasen-Regelschleife

Die beiden Regelschleifen üblicher Kreuzkorrelationsempfänger weisen im allgemeinen unterschiedliche Signallaufzeiten auf, die durch ihre physikalisch verschiedenen Signalwege, ihre unterschiedlichen Frequenzvariationsbereiche (Mischprodukt:  $\pm 4,5$  kHz; C/A-Code-Taktfrequenz:  $\pm 2,9$  Hz) sowie durch differentielle thermische Driften bedingt sind. Damit entsteht der Fehler  $\Delta t_7$ .

Indem die Phasenmeßwerte zur Kompensation der Dopplerdrift verwendet werden, um die Kreuzkorrelationsfunktion näherungsweise stationär zu halten, verursacht der variable Anteil von  $\Delta t_7$  zusätzlich zur Dispersion der Ionosphäre ein regelloses Auseinanderlaufen von  $l_c$  und  $l_p$ . Um dies zu verhindern, muß die Variation von  $\Delta t_7$  kleiner als der statistische Meßfehler bleiben. Der Betrag von  $\Delta t_7$  muß bekannt sein, damit die gleichzeitig gemessenen Gruppen- und Phasenstrecken auch zur Bestimmung des Ionosphärenfehlers  $\Delta l$  herangezogen werden können.

Der Fehler  $\Delta t_7$  wird minimiert, wenn die variablen Codetakt- und Mischfrequenzen weitgehend identische Signalwege durchlaufen. Dies gilt insbesondere für die niederfrequenten und schmalbandigen Baugruppen, weil deren absolute Laufzeitschwankungen am größten sind.

In dem üblichen Empfängerkonzept (Abb. 3-3), das zwei getrennte Oszillatoren, sowie zwei parallele Korrelatorzweige mit Regelstrecken enthält, kann die Anforderung, daß die differentielle Laufzeitschwankung kleiner als die angestrebte Meßgenauigkeit bleiben soll, nur schwer erfüllt werden.

#### 4. Ein GPS-Empfängerkonzept mit minimierten Fehlerbeiträgen

Im folgenden wird der im Rahmen dieser Arbeit entwickelte GPS-Empfänger behandelt. Zunächst werden das Empfängerkonzept und dessen spezifische Merkmale vorgestellt.

##### 4.1 Allgemeine Anforderungen an den Empfänger

Prinzipiell kann die Ortsbestimmung durch Messung der Gruppenstrecke oder der Phasenstrecke durchgeführt werden. Bei der Auswertung der Phasenmessungen ist jedoch das Mehrdeutigkeitsproblem zu lösen [50]. Dieses Problem kann entsprechend einem Vorschlag von Hatch [51] vermindert werden, wenn bei der Auswertung Phasen von Mischprodukten aus  $L_1$  und  $L_2$  mit herangezogen werden. Die dadurch erzeugten Periodizitäten größerer Wellenlänge verkleinern den Mehrdeutigkeitsraum beträchtlich. Alternativ dazu wird hier (siehe Kap. 5.5) eine Möglichkeit vorgestellt, wie die Phase der P-Code-Taktfrequenz zur Verminderung der Phasenmehrdeutigkeit genutzt werden könnte.

Grundsätzlich ist es wünschenswert, die geodätische Ortsbestimmung auch durch Messung der Gruppenlaufzeit durchführen zu können, weil diese von vornherein eindeutig und die Auswertung in Echtzeit durchführbar ist.

Abb. 3-9 zeigt, daß bei Verwendung eines Quarzoszillators die Auflösungskurve des C/A-Codes die Kurve der Oszillatorstabilität bei einer Integrationszeit  $T$  von etwa 20 sec schneidet. Daraus läßt sich  $\Delta t = 2 \cdot 10^{-11}$  sec bestimmen. Dies entspricht einem Streckenmeßfehler  $\Delta s = 6$  mm.

Mit der Realisierung des vorliegenden Empfängers sollten die systematischen Fehlerbeiträge des Meßverfahrens auf eine vergleichbare Größenordnung begrenzt werden. Die gemessenen Fehlerbeiträge des Laborgerätes sind in Kap. 7 zusammengestellt. Weitere zunächst sekundäre Ziele der Empfängerentwicklung waren Portabilität und geringe Leistungsaufnahme der Meßapparatur.

##### 4.2 Empfängerkonzept

Das entwickelte Konzept ist in Abb. 4-1 in einem analogen Schema dargestellt wie das generalisierte Empfängerkonzept bisheriger Kreuzkorrelationsempfänger in Abb. 3-3, um die Unterschiede zu verdeutlichen.

Die erste Mischfrequenz wurde auf die Mitte  $137f_0$  zwischen den Trägerfrequenzen der GPS-Signale  $L_1 = 154f_0$  und  $L_2 = 120f_0$  festgelegt. Die ZF beträgt somit  $17f_0$ . Die beiden GPS-Signale liegen damit auf Spiegelfrequenzen zueinander. Da auf den Spiegelfrequenzen nur die Nutzsignale zu erwarten sind, entfällt die Notwendigkeit, im Antennenvorverstärker selektive Vorfilter mit großer Einfügungsdämpfung einzusetzen. Die Rauschzahl des Empfängers bleibt damit auf das Eigenrauschen des Vorverstärkers begrenzt.

Mit einem SSB-Mischer und einem Umschalter wird das jeweils benötigte Signal ausgewählt. Zur Trennung der Nutzsignale genügt die

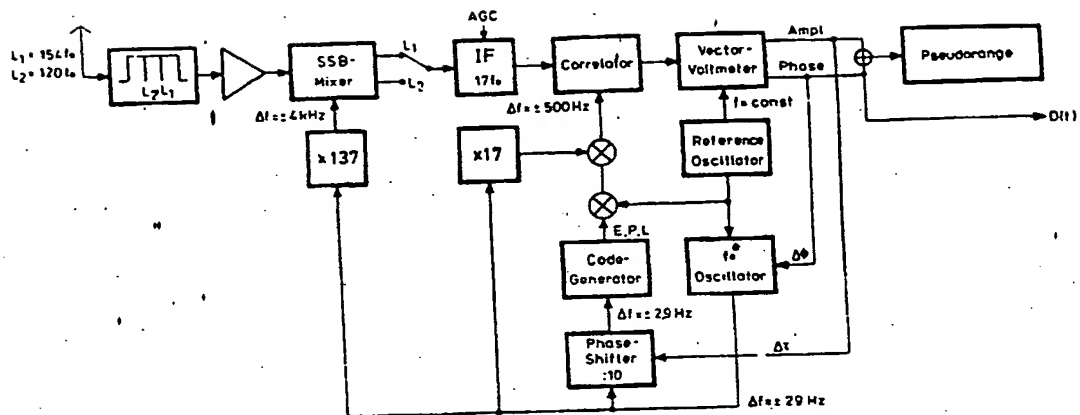


Abb. 4-1: Konzept des entwickelten GPS-Empfängers

Spiegelfrequenzunterdrückung des SSB-Mischers. Dieser enthält zudem kaum Zeitkonstanten, die differentielle Laufzeiten zwischen  $L_1$  und  $L_2$  verursachen könnten. Bei Frequenzwechsel entfällt die Notwendigkeit, die Mischfrequenz oder die ZF-Stufe umzuschalten. Der damit verbundene differentielle Laufzeitfehler entfällt.

Die Anforderung, im Empfänger eine konstante Phasenbeziehung zwischen den Mischfrequenzen und der C/A-Code-Taktfrequenz herzustellen, kann am besten erfüllt werden, wenn alle Frequenzen von einem gemeinsamen Grundfrequenzoszillator hergeleitet werden. Wegen der geforderten reproduzierbaren Einstellbarkeit der Oszillatorphase und -Frequenz bei gleichzeitig hoher Einstellgeschwindigkeit wird für diesen Oszillator ein digitaler Frequenzsynthesizer eingesetzt, dessen Taktfrequenz vom Referenznormal stammt. Die Frequenz dieses Oszillators wurde mit  $f_0 = 10,23 \text{ MHz}$  gewählt, da aus ihr, entsprechend dem GPS-Frequenzplan, alle benötigten Frequenzen durch ganzzahlige Vervielfachung und Teilung abgeleitet werden können. Die im Empfänger erzeugte Grundfrequenz wird im folgenden mit  $f_0^*$  bezeichnet. Aus ihr entsteht die C/A-Code-Taktfrequenz mittels Teilung durch 10. Der veränderliche Phasenfehler zwischen Codetakt- und Doppler-Oszillator entfällt somit.

Damit die Nachführung der Code- und Trägerfrequenzen mit nur einem einzigen Oszillator möglich wird, müssen die relativen Doppler-Variationsbereiche und -Änderungsraten der aus  $f_0^*$  vervielfachten Mischfrequenzen denen der Trägerfrequenzen entsprechen. Somit muß  $f_0^*$  mit den Faktoren 154 für  $L_1$  bzw. 120 für  $L_2$  multipliziert werden. Wegen der Festlegung der ersten Mischfrequenz auf  $137f_0^*$  kann die zweite Mischfrequenz nur  $17f_0^*$  betragen. Durch die Abhängigkeit der Mischfrequenzen von einer Grundfrequenz ergibt sich ein gleicher relativer Dopplervariationsbereich  $f_0/f = 2,8 \cdot 10^{-6}$  für alle Frequenzen. Die absoluten Frequenzvariationen, insbesondere der niedrigen Empfängerfrequenzen, werden damit minimiert. Sie sind in Abb. 4-1 angegeben.



Bei Mischung mit den genannten Frequenzen würden die Eingangssignale auf die Mittenfrequenz Null umgesetzt. Da die Spiegelung der Signalseitenbänder an der Frequenz Null zu einer Überlappung führen würde, könnten unterschiedliche Vorzeichen der Dopplerfrequenzänderung nicht mehr unterschieden werden. Eine Nachregelung der Frequenzänderung wäre dadurch nicht möglich. Daher wird zu der zweiten Mischfrequenz eine konstante Offsetfrequenz, die vom Referenznormal stammt, hinzugefügt.

Zur Ausnutzung des höchstmöglichen Prozeßgewinns wurde ein analoger Korrelator eingesetzt. Das Referenzcode-Spektrum wird auf die Frequenz  $17f_0 - f_{ref}$  aufmoduliert und dem Korrelator zugeführt. Somit ist  $f_{ref}$  die Frequenz des Korrelator-Mischprodukts.

Die Messung der Mischproduktphase und der Gruppenlaufzeit wird in einem einzigen Auswertekanal vorgenommen, so daß Laufzeitunterschiede entfallen. Die gleichzeitige Messung von Amplitude und Phase des Korrelator-Ausgangssignals erfolgt mit einer Vektorevoltmeterschaltung.

Mit den gemessenen Phasenänderungen des Mischproduktes wird der digitale  $f_0$ -Oszillator nachgeführt. Mit den Oberwellen aus  $f_0$  für die beiden variablen Mischfrequenzen schließt sich die "Long Loop"-Phasenregelschleife, die sich durch den gesamten Empfänger erstreckt.

Die Zeitdifferenzen  $\tau$  zwischen Referenz- und Empfangscode, die durch  $\tau$ -Dithering aus den Korrelations-Amplitudendifferenzen bestimmt werden, steuern die Einstellung eines digitalen Phasenschiebers. Bei zunehmender Meßauflösung der Amplitudendifferenzen während der Integrationszeit wird mit dem Phasenschieber der Referenzcode sukzessive verschoben, bis  $\tau$  dem statistischen Meßfehler entspricht.

Durch Zeitmultiplexen des Empfängers zwischen 4 Satellitensignalen werden empfangereigene Laufzeitschwankungen vereinheitlicht. Die Verwendung eines digital steuerbaren PIN-Dioden-Stufenabschwächers [52] als AGC-Stellglied gewährleistet die geringstmöglichen Laufzeitschwankungen bei der Pegelangleichung der im Multiplexbetrieb rasch wechselnden Satellitensignalstärken.

Die Anforderungen an das Einschwingverhalten der Regelschleifen-Tiefpässe, die sich aus dem Multiplexen des Empfängers ergeben, können nur mit digitalen Filtern erfüllt werden. Sie werden am günstigsten als Computerprogramme realisiert.

## 5. Aufbau des Empfängers

Einen ersten Überblick über die Struktur des Empfängers gibt Abb. 5-1. Im folgenden wird der Empfänger anhand des detaillierten Blockschaltbildes 5-2 näher erläutert. Die kursiv gedruckten Zahlen entsprechen den Baugruppen in Abb. 5-2. Die Abfolge der Beschreibung entspricht dem Signalfluß im Empfänger, beginnend

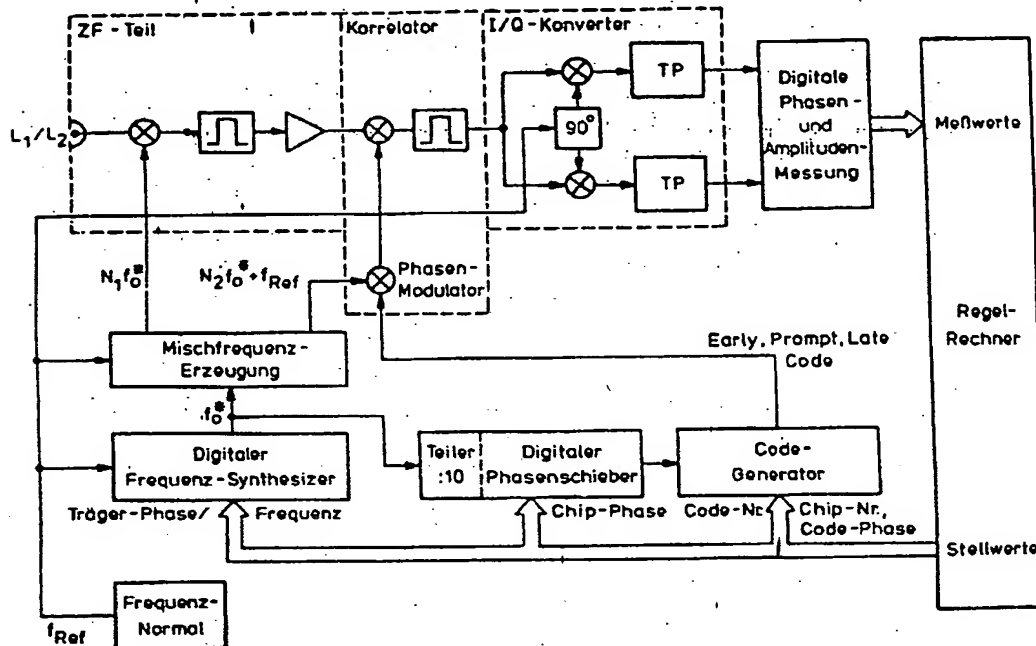


Abb. 5-1: Die Signalverarbeitungs-Baugruppen des entwickelten GPS-Empfängers

mit der Antenne. Bei einzelnen Komponenten, welche die Meßgenauigkeit des Empfängers bedeutend beeinflussen können, wird der Fehlerbeitrag der Baugruppe unter Einbeziehung von Meßwerten diskutiert und die gewählte Realisierung begründet.

### 5.1 Hochfrequenzteil

Die Signale werden über eine Antenne 1 mit hemisphärischer Charakteristik empfangen, in einem Diplexer-Filter 2 in der Bandbreite begrenzt und in einem rauscharmen Vorverstärker 3 soweit verstärkt, daß die Dämpfung in den nachfolgenden Komponenten bis zum ZF-Verstärker die Rauschzahl des Gesamtsystems nicht mehr signifikant beeinflusst.

Während der Entwicklungsarbeiten stand eine GPS-Wendelantenne der Firma Fuba zur Verfügung, deren Vorfilter jedoch nur den Empfang auf der  $L_1$ -Frequenz zuläßt. Die technischen Daten und das Richtdiagramm der Antenneneinheit sind in Anhang 1 wiedergegeben.

Abb. 5-2: Blockschaltbild des entwickelten CPS-Empfängers

Wegen der hohen Rauschzahl von 7,5 dB ist diese Antenne für den geodätischen Meßeinsatz weniger gut geeignet. Es sollte eine Rauschzahl von unter 3 dB angestrebt werden. Die Antenneneinheit ist über ein Koaxkabel 4 mit den Signalverarbeitungsteilen verbunden.

Mittels einer Speiseweiche wird die Antennenbaugruppe über den Mittelleiter des Koaxkabels mit einer Betriebsspannung von 12 V versorgt. Mit dem nachfolgenden SSB-Mischer, bestehend aus den Quadratur-Hybrids 5 und 8, den Ringmischern 6 und 7, sowie dem Leistungsteiler 12 wird je nach Stellung des Schalters 9 entweder das L<sub>1</sub>- oder das L<sub>2</sub>-Signal auf die ZF bei  $17f_0^* = 173,91 \text{ MHz}$  umgesetzt. Die dafür erforderliche Mischfrequenz von  $137f_0^* = 1401,51 \text{ MHz}$  wird über Leitung 11 dem SSB-Mischer zugeführt. Das gewünschte Mischerseitenband (USB = Upper Sideband oder LSB = Lower Sideband) wird mit der Steuerleitung 10 selektiert. (Zur Zeit ist der USB-Ausgang des SSB-Mischers fest mit dem ZF-Eingang verbunden, d.h. es kann nur L<sub>1</sub> empfangen werden.) Für den SSB-Mischer wurde eine Standardbaugruppe der Firma RHG vom Typ IRDM 1-2/160 verwendet. Anhang 2 zeigt das Meßprotokoll dieses SSB-Mischers. Die Seitenbandunterdrückung von mindestens 20 dB in dem Einseitenbandmischer ist zur Nutzsignal-Selektion ausreichend. Zusätzliche Filter zur Spiegelfrequenz-Unterdrückung erübrigen sich, da bei der beschriebenen Mischfrequenzwahl nur die Nutzsignale auf den Spiegelfrequenzen liegen. Bei Verwendung eines hinreichend großsignalfesten Antennenvorverstärkers kann daher auf das Duplexerfilter 2 verzichtet werden. Die dadurch verminderte Störfestigkeit eines geodätischen Empfängers kann toleriert werden, da nicht verlangt wird, daß er in unmittelbarer Nähe zu L-Band-Radars und anderen interferierenden Sendern funktionieren soll.

## 5.2 Zwischenfrequenzteil

In der ZF-Stufe wird das Signal gefiltert und verstärkt. Außerdem enthält die ZF-Baugruppe ein Stellglied zur Pegeleinstellung.

Vom Schalter 9 kommend, wird das ZF-Signalspektrum im Filter 13 in der Bandbreite begrenzt. Es wurde ein als Besselfilter abgeglichenes Miniaturcavity-Filter vom Typ 8 MC 10 der Firma K & L verwendet. Die Durchlaßkurve ist dem Meßprotokoll in Anhang 3 zu entnehmen. Die 3 dB-Bandbreite von 13 MHz entspricht der optimalen Bandbreite [20] für den P-Code.

Soll nur das C/A-Code-Signal empfangen werden, dann kann ein schmalbandigeres ZF-Filter eingesetzt werden. Zu diesem Zweck steht ein Filter vom Typ MW 1190 MN-6 der Firma Elisra zur Verfügung, dessen Daten dem Meßprotokoll in Anhang 4 zu entnehmen sind.

Der ZF-Verstärker 14 ist ein Limiter-Verstärker vom Typ ICUL 16040 der Firma RHG. Dieser Verstärker erzeugt bei Eingangsleistungen innerhalb eines dynamischen Bereichs von -70 bis -5 dBm eine konstante Ausgangsleistung von 10 dBm.

Die Vorverstärkung des Empfängers ist so bemessen, daß die Empfängergeräuschleistung im ZF-Teil (in einer Bandbreite von 13 MHz)

noch ca. 10 dB unter der Limiter-Schwelle bleibt. Starke Störsignalimpulse wie z.B. von L-Band-Radars, die innerhalb der Empfängerbandbreite liegen können, werden jedoch "geclippt". Wie das Meßprotokoll in Anhang 5 zeigt, bleibt die Phasenvariation des Verstärkers auch bei sehr starken Eingangssignalen, deren Leistung oberhalb der Limiter-Schwelle von -70 dBm liegt, unter 10°.

Im Leistungsteiler 15 wird das Signal in zwei Signalverarbeitungszweige aufgeteilt. Ein Zweig, der jedoch im jetzigen Empfängerbau noch nicht enthalten ist, führt über Mischer 38, mit dem das ZF-Signal auf Baseband umgesetzt wird, zu der vorgesehenen  $f_0$ -Regenerierungsbaugruppe (siehe Kap. 5.5).

Im Hauptzweig folgt der digital einstellbare Stufen-Abschwächer 16, für den ein Modell vom Typ 100 D 1438 der Firma Daico eingesetzt wurde. Die Baugruppe enthält acht  $\pi$ -Dämpfungsglieder, die sich einzeln mittels digital gesteuerter PIN-Dioden ein- oder ausschalten lassen. Anhang 6 enthält das Meßprotokoll des Abschwächers, in welchem die Phasenverschiebung der einzelnen Dämpfungsglieder aufgeführt ist. Im Bereich 150 - 200 MHz garantiert der Hersteller einen Phasenfehler von weniger als  $\pm 4^\circ$  über den gesamten Einstellbereich des Abschwächers. Mit einem 6 bit-AGC-Stellwert, der über die Steuerleitungen 17 eingestellt wird, läßt sich der Signalpegel in 0,5 dB-Schritten um maximal 32 dB abschwächen. Die obersten beiden Steuerbits mit einem Dämpfungswert von je 16 dB bleiben unbenutzt.

### 5.3 Korrelator

Im Ringmischer 18 wird das empfangene Spektrum mit dem über Leitung 19 und Verstärker 20 zugeführten Referenzspektrum korreliert. Die Mittenfrequenz des Referenzspektrums beträgt  $17f_0 - 10$  MHz = 163,91 MHz. Das im Mischer 18 gewonnene Mischprodukt mit der Frequenz 10 MHz enthält nur noch die PSK-Datenmodulation des Satelliten von 50 bit/sec.

Das nachfolgende Korrelatorfilter 21 ist ein Quarzfilter mit 0,05 dB-Tschebyscheff-Charakteristik [42], das mit einem Hochstrom-Feldeffekttransistor breitbandig an den Mischerausgang angepaßt ist. Als Bandbreite des Quarzfilters wurden 3 kHz gewählt, um sicherzustellen, daß das Filter innerhalb von 0,5 msec auf das jeweils nächste Satellitensignal in der Multiplexreihenfolge einschwingen kann. Die Quarzfilter-Baugruppe ist eine Eigenkonstruktion, die bereits in [10] beschrieben wurde.

Mit einem Linear-Verstärker 22 vom Typ ET 1002 der Firma RHG wird das gefilterte Mischprodukt um bis zu 80 dB verstärkt. Im Meßprotokoll in Anhang 7 sind die technischen Daten des Verstärkers enthalten.

### 5.4 I/Q-Konverter

Der I/Q-Konverter ist der analoge Teil eines Vektorvoltmeters (VVM), dessen Auswertefunktionen mit einem eigenen Mikroprozessor realisiert sind. Die Beschreibung der digitalen Funktionsteile,

die in den Programm-Modulen des VVM-Prozessors realisiert sind, folgt in Kap. 6.2.

Über den Leistungsteiler 23 wird das Korrelatorsignal den Phasendetektoren 24 und 25 zugeführt. Die Referenzfrequenzen auf den Leitungen 26 und 27 sind zwei um  $90^\circ$  gegeneinander phasenverschobene Versionen der 10 MHz-Referenzfrequenz aus dem Atomnormal 46. Es hängt dabei von der Stellung des Umschalters 28 ab, welcher der beiden Phasendetektoren dem Inphase-Zweig I ( $0^\circ$  Phase) oder dem Quadratur-Zweig Q ( $90^\circ$  Phase) zugeordnet ist. Durch die beiden Referenzsignale wird ein orthogonales Koordinatensystem aufgespannt, in welchem Phase und Amplitude des Eingangssignals eindeutig bestimmbar sind.

Die Ausgangsspannungen der Phasendetektoren 24 und 25 repräsentieren demzufolge die Koordinaten des Phasenzeigers der Differenzfrequenz zwischen dem Korrelatormischprodukt und der 10 MHz-Empfänger-Referenzfrequenz in der I-Q-Ebene (siehe Abb. 5-3). Unter der Voraussetzung, daß die Phasendetektoren im linearen Bereich arbeiten, enthält jedes Wertepaar die Information über Betrag und Phase des Korrelator-Mischproduktes. Über die beiden

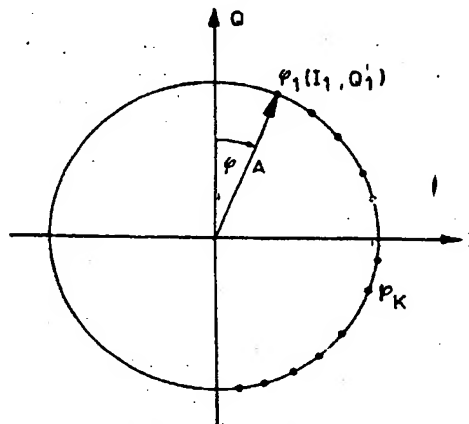


Abb. 5-3: Phasenzeiger des Korrelator-Mischproduktes in der I-Q-Ebene

Bessel-Tiefpässe 32 und 33, die eine Grenzfrequenz von 2 kHz haben und daher die hochfrequenten Mischprodukte wegfiltern, werden die analogen Koordinaten an die A/D-Wandler 34 und 35 weitergeleitet. Die Proben-Rate der A/D-Wandler wird mit Leitung 36 gesteuert. Die digitalen Werte  $I_k$  und  $Q_k$  sind die Eingangswerte für die Berechnung von Phase und Amplitude im VVM-Prozessor, der auch die Demodulation der Satellitendaten vornimmt.

Fehlerbeiträge im VVM können durch Asymmetrien zwischen dem I-Kanal und dem Q-Kanal entstehen. Diese Asymmetrien werden durch die in der Regel unterschiedlichen Gleichspannungs-Offsets der Phasendetektoren, Operationsverstärker und A/D-Wandler sowie durch unterschiedliche Gruppenlaufzeiten der Tiefpaßfilter verursacht. Wegen Temperatur- und Alterungseffekten sind diese Fehler variabel. Um diese Fehlerbeiträge auszugleichen, können die

I- und Q-Referenzsignale aus dem Quadraturhybrid 30 mit dem Schalter 28 zwischen den beiden Phasendetektor-Kanälen ausgetauscht werden. Die Umschaltfrequenz entspricht der Multiplexfrequenz von 200 Hz und liegt somit weit über der Schwankungsgeschwindigkeit der Fehlerbeiträge. Die Fehler im I- und Q-Zweig werden dadurch vereinheitlicht.

### 5.5 Regenerierung von $f_0$ aus dem P-Code-Signal

In diesem Abschnitt wird eine Baugruppe diskutiert, die im jetzigen Laborgerät noch nicht enthalten ist, jedoch die Meßmöglichkeiten des Empfängers erweitern könnte. Als Ansatzpunkt für weiterführende Arbeiten wird ein Lösungsvorschlag aufgezeigt, der es ermöglicht, durch Messung der Phase der P-Code-Taktfrequenz die Mehrdeutigkeit der Mischproduktphase zu vermindern. Eine Kenntnis der charakteristischen Polynome des Codes ist dafür nicht erforderlich. Für die vorgesehenen Funktionen des Empfängers, wie die Messung der C/A-Code-Gruppenlaufzeit, wird dieser Teil nicht benötigt.

Das zugrundeliegende Prinzip des Verfahrens zur Wiedergewinnung der Taktfrequenz aus seriellen Datenströmen im NRZ-Format wird z.B. von Spilker [20] beschrieben. Es kann unter Verwendung eines binären Phasendetektors vom "Typ 4" nach der Klassifizierung von Best [12] realisiert werden. Ein Phasendetektor dieses Typs ist als integrierte Schaltung MC 4044 (Motorola) erhältlich, deren Funktion und Anwendung z.B. in [53] und [54] erläutert wird. Die folgende kurze Beschreibung enthält eine an das vorliegende Meßproblem angepaßte Modifikation dieses Verfahrens, auf dem die vorgesehene Baugruppe "f<sub>0</sub>-Regenerierung" im Blockschaltbild 5-2 basiert.

Ausgehend von Leistungsteiler 15 wird das bereits auf die ZF umgesetzte P-Code-Signal über Leitung 37 dem Mischer 38 zugeführt. Mit der Mischfrequenz  $17f_0$ , die über Leitung 39 anliegt, wird das Signal auf die Frequenz Null (Video) umgesetzt. Das Hochpaßfilter 82 unterdrückt die niederfrequenten Störspannungen und wirkt als ein effizientes Notchfilter in der Mitte des Signalspektrums. Dieses heruntergemischte Signal enthält die P-Code-Folge überlagert mit Rauschen.

Es wird zum einen direkt und zum anderen über eine Verzögerungsleitung 40, welche das Signal um ein halbes P-Code-Chip ( $\frac{1}{2}T_c = 48,87 \text{ nsec}$ ) verzögert, dem binären Multiplizierer (Exklusiv-Oder-Gatter) 41 zugeführt. Man kann zeigen [20], daß durch diese Multiplikation von zwei gegeneinander zeitverschobenen Versionen einer zufälligen NRZ-Binärfolge die ursprüngliche Taktfrequenz, in diesem Fall  $f_0$ , wiedergewonnen werden kann. Das erzeugte Linienspektrum hat die Form:

$$(5.1) \quad S(f) \approx \frac{\Delta^2}{T_c} \sum \text{sinc}^2 \frac{\pi n \Delta}{T_c} \delta(f + \frac{n}{T_c})$$

Die größte Nutzsignalausbeute der Komponente  $f_0 = 1/T_c$  wird bei

einer Zeitverzögerung  $\Delta = T_c/2$  erzielt, weil dann die geradzahli-  
 gen Harmonischen verschwinden.  
 Durch Messung der Phasendifferenz zwischen  $f_0$  und  $f_0^*$  mit dem  
 digitalen Phasendetektor 42 wird die Mehrdeutigkeit der Misch-  
 produktphase auf Vielfache der Periode von  $f_0$  eingeschränkt.  
 Der Phasendetektor 42 erzeugt bei Voreilen der empfangereigenen  
 Grundfrequenz  $f_0^*$  gegenüber der aus der Binärfolge wiedergewonne-  
 nen  $f_0$ -Komponente Pulse am UP-Ausgang, die in dem UP-Counter 43  
 gezählt werden. Im Falle des Nacheilens von  $f_0^*$  werden die dann  
 erzeugten DOWN-Impulse im DOWN-Counter 44 gezählt.  
 Die Zählergebnisse werden an den Regelrechner übertragen. Weil  
 die zufälligen Zählbeiträge, welche durch das überlagerte Rau-  
 schen verursacht werden, im Mittel in beiden Zählern etwa gleich  
 groß sind, heben sie sich bei der nachträglichen Differenzbildung  
 auf. Die verbleibende Zählerdifferenz ist proportional zur ge-  
 suchten Phasendifferenz. Nach der Datenübertragung werden die  
 Zähler über Leitung 45 zurückgesetzt, um einen Überlauf zu ver-  
 hindern.



## 5.6 Frequenzerzeugung

### 5.6.1 Atomnormal

Als Referenznormal für den Empfänger stand ein Rubidium-Atomnormal vom Typ FRK-L der Firma Efratom leihweise zur Verfügung. Die wichtigsten technischen Daten sind in dem Datenblatt im Anhang 8 angegeben.

Als frequenzbestimmendes Element dient der 6,834 GHz Hyperfein-Übergang des Grundzustandes von  $^{87}\text{Rb}$ , der durch optisches Pumpen angeregt wird. (Abb. 5-4 zeigt die Aufspaltung des Grundzustandes im Magnetfeld.) Ein 10 MHz-Quarzoszillator (VCXO) wird durch

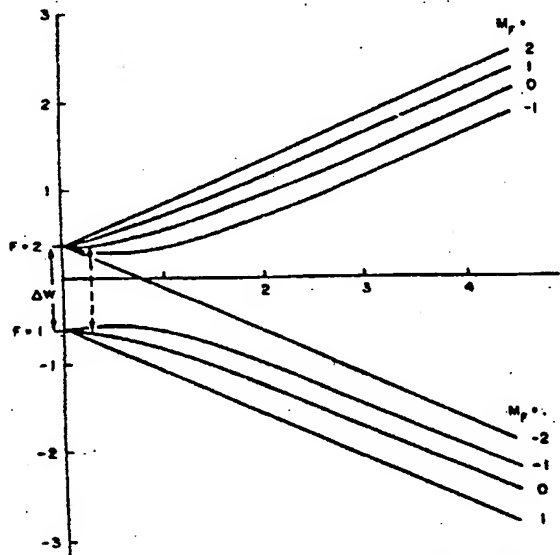


Abb. 5-4: Hyperfine structure of  $^{87}\text{Rb}$ , with nuclear spin  $I = \frac{3}{2}$ ,  $\nu_0 = \Delta W/h = 6,834,682,605$  Hz, and  $X = [(-\mu_J/I) + (\mu_I/I)]H_0/\Delta W$  calibrated in units of  $2,44 \times 10^5$  Oe. [82]

Phasenregelschleifen an die Frequenz des Hyperfein-Übergangs angekoppelt und erhält dadurch die Langzeitstabilität der Atomlinie. Wegen des starken Rauschens der Atomfrequenz, das sich innerhalb der Regelbandbreite auf die Ausgangsfrequenz des VCXO auswirkt, ist die Kurzzeitstabilität für Integrationszeiten bis etwa 100 sec schlechter als die eines "freilaufenden" Quarznormals. Demzufolge ist auch die erzielbare Meßgenauigkeit geringer. Dieser Nachteil muß mit dem Rb-Normal in Kauf genommen werden. Dagegen läuft das Atomnormal nach dem Einschalten innerhalb von 20 min auf seine Endstabilität ein, wofür ein Quarznormal einige Stunden benötigt.

## 5.6.2 Digitale Frequenzsynthese

### 5.6.2.1 Entwurfskriterien

Der Multiplexbetrieb des Empfängers mit Frequenzumschaltungen in Abständen von 5 msec erfordert für die Erzeugung der Grundfrequenz  $f_0$  einen Oszillator, der sich innerhalb sehr kurzer Zeitintervalle in definierten Schritten in Frequenz und Phase einstellen läßt.

Die geforderte Phasen-Einstellgenauigkeit soll eine Größenordnung besser als das Phasenrauschen der empfangenen Signale sein. Innerhalb eines Multiplex-Integrationsintervalls von 5 msec beträgt dieses Phasenrauschen im Mittel  $5^\circ$ . Demnach würde eine Einstellbarkeit auf  $0,5^\circ$  genau, bezogen auf die  $L_1$ -Frequenz, ausreichen. Wegen des Gesamtvervielfachungsfaktors von 154, den das Konzept für  $f_0$  vorsieht, ist zu berücksichtigen, daß die Phasenschrittweite durch diesen Faktor dividiert werden muß. Daher wird eine Einstellgenauigkeit von  $0,0032^\circ$  benötigt.

Von der Frequenz-Einstellgenauigkeit wird gefordert, daß innerhalb eines Meßintervalls von 5 msec der Phasenfehler durch die Schwebung der Frequenzabweichung gleichfalls eine Größenordnung unter dem Beitrag des Phasenrauschens bleibt. Bei Berücksichtigung des Teilerfaktors 154 ergibt sich eine kleinste Schrittweite von 0,011 Hz.

Für einen Oszillator in analoger Technik gibt es keine Lösung, die eine derartige Genauigkeit mit gleichzeitig hoher Einstellgeschwindigkeit und Reproduzierbarkeit verbindet.

Die genannten Anforderungen lassen sich jedoch mit einem digitalen Frequenzsynthesizer (DFS) erfüllen [55], [56], [57]. Das Prinzip der digitalen Frequenzsynthese beruht auf der zyklischen Addition eines binären Frequenzwortes zu dem Inhalt eines Summenspeichers (Akkumulators) im Takte einer festen Abtastfrequenz. Der jeweilige Inhalt des Akkumulators repräsentiert die Phase der zu erzeugenden Zeitfunktion in Bruchteilen von  $2\pi$ . Die Phasenauflösung  $\Phi$  eines M-stelligen DFS beträgt somit:

$$(5.2) \quad \Phi = \frac{2\pi}{2^M}$$

Durch Laden des Akkumulators mit einem Anfangswert kann dem DFS somit eine präzise Phase vorgegeben werden. In Abhängigkeit vom Wert des Frequenzwortes läuft der Akkumulator periodisch über, so daß die Frequenz des DFS wie folgt bestimmt ist:

$$(5.3) \quad f_{DFS} = f_{c1} \cdot \frac{W_r}{2^M}$$

wobei gilt:  $W_r$  ist das binäre Frequenzwort, welches zyklisch zum Akku-Inhalt addiert wird

$f_{c1}$  ist die Taktfrequenz, mit der die Additionen erfolgen

Unter der Vorgabe, daß der DFS mit CMOS-Technik realisiert werden sollte, um die Leistungsaufnahme und das Volumen des Meßgerätes möglichst klein zu halten, war es nicht möglich, die Grundfrequenz  $f_0^* = 10,23$  MHz direkt mit einem DFS zu erzeugen. Denn in diesem Fall würden Taktfrequenzen von über 40 MHz benötigt, die nur mit Logikbausteinen geringer Integrationsdichte und hohem Leistungsbedarf (TTL, ECL) verarbeitet werden können. Daher wurde die Erzeugung der Grundfrequenz so gewählt, daß  $f_0^*$  durch die Addition eines variablen Anteils mit einer Mittenfrequenz von 230 kHz, die mit dem DFS generiert wird, und einem konstanten Anteil von 10 MHz aus dem Atomnormal zustande kommt:

$$(5.4) \quad f_0^* = f_{DFS} + 10 \text{ MHz}$$

Die Taktfrequenz für den DFS wurde mit  $f_{c1} = 1,25$  MHz gewählt. Sie wird aus der 10 MHz-Referenzfrequenz mittels Teilung durch 8 gewonnen. Eine Periode des 230 kHz-Ausgangssignals ist dann im Mittel aus 5,4 Proben zusammengesetzt.

Entsprechend Gl. (5.3) wird bei  $f_{c1} = 1,25$  MHz für die erforderliche Frequenzauflösung von 0,011 Hz eine Wortlänge von mindestens  $M = 26$  bit benötigt. Als nächstes Vielfaches von 8 bit wur-

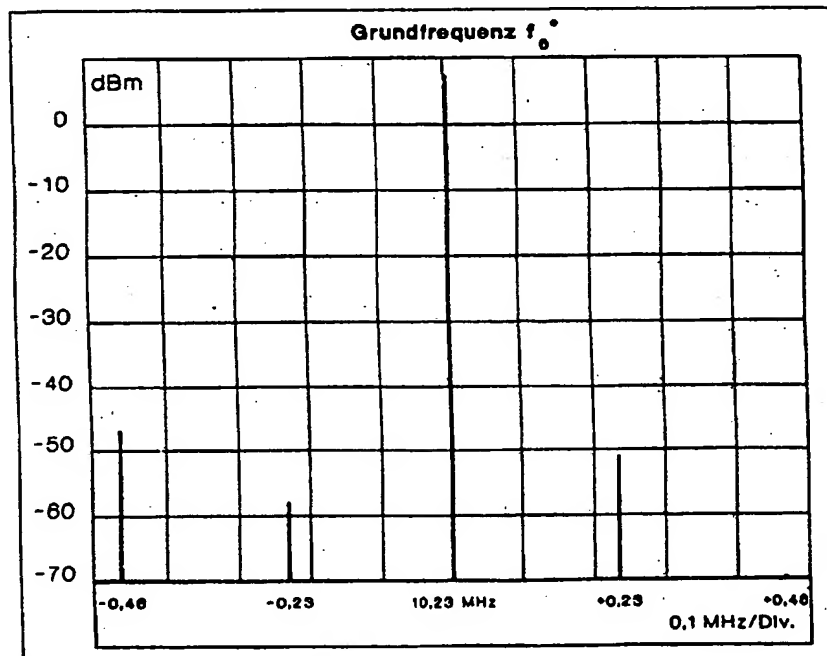


Abb. 5-5: Spektrum der  $f_0^*$ -Baugruppe

de für den DFS eine Wortlänge von 32 bit gewählt. Der kleinste Frequenzschritt beträgt dann 0,0003 Hz und der kleinste Phasenschritt  $8,4 \cdot 10^{-10}$  Grad. Damit werden die oben geforderten Genauigkeitsvorgaben weit übertroffen.

Nach jedem Abtastintervall werden die oberen 10 bit des im Akku enthaltenen Phasenwertes mittels einer Tabelle in den zugehörigen (gerundeten) Sinus-Funktionswert von 8 bit Auflösung übertragen und dieser gleichfalls im Takt der Abtastfrequenz mit einem D/A-Wandler in einen analogen Spannungswert umgesetzt. Die resultierende Ausgangsspannung als Funktion der Zeit ist somit eine Treppenfunktion, die eine Sinusschwingung approximiert. Die Ausgangsspannung des DFS wird mit dem Tiefpaßfilter 50 geglättet. Es wurde ein Tschebyscheff-Tiefpaß 8. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 290 kHz verwendet. Das Meßprotokoll im Anhang 9 zeigt die Durchlaßkurve und die Anpassung an 50  $\Omega$  im Durchlaß- und Sperrbereich des Filters. Im Ringmischer 51 wird das Ausgangssignal des DFS mit der 10 MHz-Schwingung aus dem Atomnormal gemischt. Das 10,23 MHz-Mischprodukt, welches die Grundfrequenz  $f_0$  darstellt, wird im Filter 52 ausgefiltert und im Verstärker 53 verstärkt. Abb. 5-5 zeigt das Spektrum dieses Signals, welches mit einem Spektral-Analysator HP 8555 gemessen wurde.

#### 5.6.2.2 Multiplex-Schema

Die abrupten Frequenzsprünge des DFS-Signals, wie sie im Multiplexbetrieb des Empfängers vorgesehen sind, verursachen in den Filtern 50 und 52 (siehe Abb. 5-2) störende Einschwingvorgänge. Wie Messungen mit einem Oszilloskop zeigten, kann die Amplitude der  $f_0$ -Schwingung während ein bis zwei Nulldurchgängen unterhalb der digitalen Triggerschwelle bleiben und so einen undefinierten Phasenversatz in denjenigen Digitalsignalen bewirken, die aus  $f_0$  hergeleitet werden. Die Verhinderung dieser unkontrollierten Einschwingvorgänge ist jedoch unbedingt notwendig, damit die digitale Codetaktfrequenz, die aus  $f_0$  erzeugt wird, Phasenänderungen der Grundfrequenz synchron ohne zufälligen Phasenversatz folgt.

Dieses Problem wird durch das in Abbildung 5-6 gezeigte Multiplexschema gelöst. Im oberen Teil der Graphik ist der Multiplexzyklus über 4 Satelliten dargestellt, wobei alle fundamentalen Steuer- und Meßvorgänge synchron zu einem 1 msec-Takt erfolgen, der mit Teiler 54 aus der 10 MHz-Atomnormalfrequenz erzeugt wird. Nach einem Pausenintervall von 1 msec folgen 4 Meßintervalle von je 1 msec Dauer.

Innerhalb einer Multiplexverweilzeit von insgesamt 5 msec bleibt die DFS-Frequenz konstant. Während des Pausenintervalls werden keine Messungen vorgenommen. Dieses Intervall wurde vorgesehen, um das Einschwingen der schmalbandigen analogen Empfängerkomponenten auf das jeweils aktuelle Satellitensignal in der Multiplexreihenfolge zu ermöglichen. Diese zeitkritischen Einschwingvorgänge finden in den Filtern 21, 32, 33 sowie in den Regelschleifen des L-Band- und VHF-Synthesizers statt.

Durch Setzen des asynchronen Flags EOM durch den Regelrechner wird nach Ende des folgenden 1 msec-Intervalls die automatische Umschaltung auf das nächste Signal vorgenommen.

Im unteren Teil der Abbildung 5-6 ist in einem vergrößerten Zeitmaßstab die Ausgangsschwingung des DFS im Bereich der Multiplexumschaltung von Satellitensignal 4 auf Signal 1 abgebildet.

Jeweils 0,2 msec vor  $t_0$ , dem Beginn eines neuen Satellitenintervalls, wird der DFS angehalten. Innerhalb eines Zeitintervalls von 0,1 msec kann die Ausgangsspannung der Filter 50 und 52 in einer gedämpften Schwingung auf Null abfallen. Gleichzeitig erfolgt in diesem "Datentransfer-Intervall" nach Auslösung des synchronen Datentransfer-Interrupts INT durch die DFS-Steuerlogik die Übertragung von Daten- und Steuerworten aus dem Regelrechner in die Digitalelektronik des Empfängers. Diese Daten enthalten u.a. die Startwerte für die Frequenzsynthese des nächsten Satellitensignals (siehe Anhang 11).

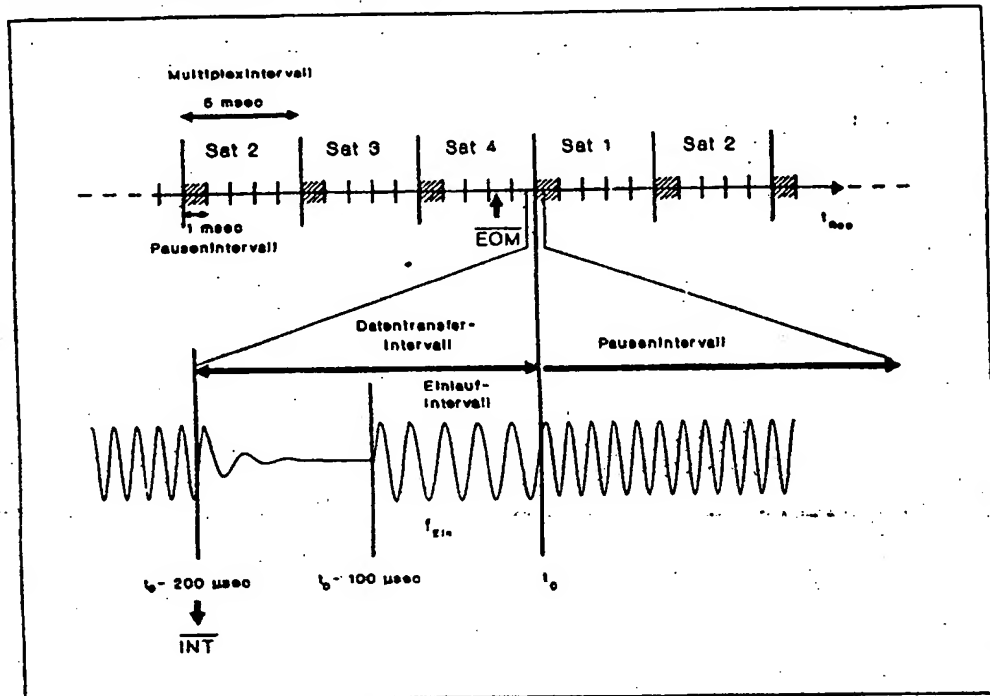


Abb. 5-6: Multiplex-Schema des Empfängers

Zum Zeitpunkt  $t_0 - 0,1$  msec startet der DFS die Generierung der sinusförmigen Ausgangsschwingung  $f_{zin}$  mit der Phase  $0^\circ$ . Da alle nachfolgenden Filter im energielosen Zustand sind, geben sie den Spannungsverlauf der DFS-Schwingung weiter, ohne daß eine Sprungantwort auftritt. Diese Einlauffrequenz  $f_{zin}$  wird so gewählt, daß einerseits am Ende des "Einlauf-Intervalls" die vorgegebene Sollphase  $\theta$  im Akku des DFS steht, die für die Nachführung des nächsten Satellitensignals benötigt wird, und andererseits die Differenzfrequenz zur eigentlichen Nachführfrequenz so klein bleibt, daß die Sprungantwort der analogen Filter beim Übergang auf die Nachführfrequenz vernachlässigt werden kann. Die neue Frequenz wird vom DFS ohne Phasendiskontinuität erzeugt, da die Elektronik zwischen zwei Ausgangsproben auf ein neues Frequenzwort umschalten kann. Die Proben der neuen Sinusschwin-

gung enthalten somit die letzte Probe der Einlauffrequenz.  
Die Einlauffrequenz wurde wie folgt gewählt:

$$(5.5) \quad f_{\text{ein}} = f_A - \frac{\theta}{2\pi t_{\text{sin}}}$$

wobei gilt:  $\theta = 0 \dots 2\pi$  ist die erforderliche Sollphase zum Zeitpunkt  $t_0$

$t_{\text{sin}} = 0,1 \text{ msec}$  ist die Dauer des Einlaufintervalls

$f_A$  ist eine konstante Ablagefrequenz, die folgende Nebenbedingungen erfüllen soll:

1. Für  $\theta = 0$  muß die Anzahl  $N$  der C/A-Code-Chips innerhalb des Zeitintervalls  $t_{\text{sin}}$  eine ganze Zahl sein, so daß gilt:

$$\frac{10N}{t_{\text{sin}}} - 10^7 \text{ Hz} = f_A > 0$$

2.  $f_A$  soll möglichst dicht unterhalb der DFS-Mittelfrequenz von 230 kHz liegen, damit die Einschwingstörung klein bleibt.

Forderung 1. wird für alle  $f_A$  erfüllt, die ganzzahlige Vielfache von 100 kHz sind. Die Frequenz  $f_A = 200 \text{ kHz}$  erfüllt mit  $N = 102$  beide Forderungen am besten. Nach Gl. (5.5) liegt dann die Einlauffrequenz, die für einen vorgegebenen Startwinkel  $\theta$  für jedes Multiplexintervall im Steuerrechner neu berechnet wird, zwischen 190 und 200 kHz.

Der maximale Frequenzsprung zur Nachführfrequenz beträgt somit 40 kHz. Messungen mit einem Oszilloskop zeigten, daß dabei die Amplitudenstörung unter 15 % bleibt. Triggerfehler sind damit sicher ausgeschlossen.

Der ganzzahlige Chipnummern-Offset  $N = 102$ , der während des Vorlaufens des Codegenerators mit der Einlauffrequenz erzeugt wird, muß bei der Einstellung des Code-Generators mit einem Startwert berücksichtigt werden.

#### 5.6.2.3 Fehlerspektrum

Durch die numerische Synthese einer Schwingung können spektrale Störkomponenten entstehen, die speziell auf diese Erzeugungsart zurückzuführen sind. Dadurch wird das Ausgangsspektrum des DFS nach Abb. 5-5 in bestimmten Fällen mit einer Feinstruktur überlagert, die in der gewählten Frequenzauflösung nicht sinnvoll darstellbar ist.

Für den Einsatz des DFS im Empfänger ist es wichtig, neben der relativen Größe dieser Fehlerbeiträge vor allem deren spektrale Verteilung zu kennen. Prinzipiell ist wieder zwischen Beiträgen

des Amplituden- und des Phasenrauschens zu unterscheiden. Weil das Probenausgabe-Intervall des D/A-Wandlers und damit auch das Phasenrauschen des DFS unmittelbar von der Frequenz des Referenznormals gesteuert wird, überträgt sich das geringe Phasenrauschen des Atomnormals auf den DFS. Der erhebliche Phasenjitter in der Kontroll-Logik und im Rechenwerk bleibt daher ohne Einfluß auf das erzeugte Signal, wenn sichergestellt ist, daß die Berechnung eines Probenwertes beendet ist, bevor er als nächster Analogwert ausgegeben wird. Eine sehr geringe Erhöhung des Phasenrauschens kann letztlich nur noch durch die Pegelwandlerstufe 48 verursacht werden.

Dagegen sind als Ursache von zusätzlichem Amplitudenrauschen bedeutende Fehlereinflüsse zu berücksichtigen, die von physikalischen Eigenschaften des DFS abhängen:

- Rundungsfehler der Sinus-Tabelle
- Quantisierungsfehler des D/A-Wandlers
- asynchrone Schaltvorgänge im D/A-Wandler

Das Spektrum des Rundungsfehlers ist wegen der Periodizität der Sinustabelle ein Linienspektrum aus Harmonischen der aktuellen Ausgangsfrequenz. Dieser Anteil des Fehlerspektrums wird durch die Dämpfung des Glättungsfilters 50 um mehr als 80 dB unterdrückt (siehe Durchlaßkurve des Filters in Anhang 9). Im gemessenen Ausgangsspektrum (Abb. 5-5) tritt die 460 kHz-Oberwelle dennoch als Seitenband mit einer relativen Leistung von -54 dB auf. Dies ist jedoch auf Nichtlinearitäten in der Baugruppe "fo"-Erzeugung zurückzuführen.

Der relative Anteil der spektralen Leistung des Quantisierungsfehlers an der Nutzsignalleistung kann durch das folgende "Noise/Signal"-Verhältnis angegeben werden [55]:

$$(5.6) \quad \frac{N}{S} = \sqrt{\frac{3}{2K}} \cdot 2^{-P}$$

mit: K = Anzahl der Proben pro Periode der Ausgangsschwingung  
P = Quantisierungsbreite der Proben (in bits)

Das mit dieser Gleichung vorgegebene Optimierungsziel, K und P möglichst groß zu wählen, stößt jedoch rasch auf praktische Grenzen:

- Der beliebigen Vergrößerung von K steht die Anforderung nach möglichst geringen Taktfrequenzen entgegen.
- Die Quantisierungsbreite P ist bei einer erforderlichen Probenrate im MHz-Bereich bei heute realisierbaren D/A-Wandlern auf höchstens 12 bit beschränkt.

Für den vorliegenden DFS wurden K = 5,4 und P = 8 bit gewählt. Damit ergibt sich für den Quantisierungsfehler N/S = -53,5 dB.

Durch asynchrone Schaltvorgänge der Analogschalter innerhalb ei-

nes D/A-Wandlers entstehen Spannungsspitzen ("glitches"), deren Störleistung zusätzlich zu berücksichtigen ist. Diese glitches können mit der größten Amplitude auftreten, wenn mehrere Schalter gleichzeitig ihren Zustand ändern. In der Zweier-Komplement-Darstellung für die binären Daten ist dies der Fall, wenn ein Vorzeichenwechsel stattfindet.

Für den im DFS verwendeten D/A-Wandler vom Typ TDC 1016 gibt der Hersteller TRW für die glitches ein Zeit-Spannungs-Integral von 100 pVsec bei einer mittleren Glitchamplitude von 20 mV an. Bei eigenen Messungen wurde eine Amplitude von nur 10 mV festgestellt. Damit ergibt sich bei einem Abschlußwiderstand von 50  $\Omega$  eine Glitch-Energie von  $2 \cdot 10^{-14}$  Wsec. Bei einer Ausgangsspannung des D/A-Wandlers von 0,4 Vss an einem Lastwiderstand von 50  $\Omega$  und einem glitch pro Ausgangsschwingung erhält man  $N/S \approx -50$  dB. Die Glitch-Störleistung erreicht also die gleiche Größenordnung wie der Quantisierungsfehler. Eine Erhöhung der Quantisierungsbreite ist daher nicht sinnvoll, weil auch höher auflösende D/A-Wandler etwa die gleiche Glitch-Energie erzeugen wie der ausgewählte 8 bit-Wandler.

Die spektrale Verteilung dieser Störleistung folgt aus dem Verhältnis der Probenrate zur jeweiligen Ausgangsfrequenz. Sofern die Abtastfrequenz und die momentane Ausgangsfrequenz keine gemeinsamen Teiler aufweisen, ist das Störspektrum rauschartig gleichverteilt. Es kann dann vernachlässigt werden, weil die spektrale Leistungsdichte nur wenig über dem thermischen Untergrund liegt.

Der wichtigste spektrale Beitrag des Quantisierungsfehlers entsteht, wenn die momentane Ausgangsfrequenz und die Abtastfrequenz gemeinsame Teiler aufweisen. In diesen Fällen geht das als Rauschuntergrund verteilte Störspektrum in ein Linienspektrum über. In der folgenden Tabelle sind die möglichen Störkomponenten aufgezählt, die bei der zur Zeit verwendeten Abtastfrequenz von 1,25 MHz für bestimmte Frequenzen innerhalb des benötigten Ausgangsfrequenzbereichs von 230 kHz  $\pm$  30 Hz auftreten können:

DFS-Nutzsignalfrequenz	entstehende Störkomponenten
230.000 Hz	10 kHz, 1kHz, 100 Hz, 10 Hz, 1 Hz
230.000 $\pm$ n · 1 Hz	1 Hz
230.000 $\pm$ n · 10 Hz	10 Hz, 1 Hz

Die stärksten Störkomponenten erscheinen in Harmonischen des größten gemeinsamen Teilers von 10 KHz oberhalb und unterhalb der Sollfrequenz, wenn die DFS-Ausgangsfrequenz genau 230 kHz beträgt. Die Messung mit dem Spektralanalysator ergab, daß in diesem Fall die Störseitenbänder eine Stärke bis zu -70 dBC erreichen. Die anderen oben aufgezählten Komponenten, die gleichzeitig bei dieser Frequenzeinstellung entstehen, waren mit dem Spektralanalysator nicht mehr meßbar, da sie aufgrund ihrer viel größeren Zahl eine geringere Leistungsdichte aufweisen.

Bei einer Verstellung der DFS-Frequenz um nur etwa 0,1 Hz ober- oder unterhalb der "kritischen" Ausgangsfrequenz gehen die diskreten Komponenten wieder in den rauschartigen Untergrund über. Beim Meßbetrieb des Empfängers ist also nur kurzzeitig mit einer Eigenstörung der Empfangs zu rechnen, nämlich dann, wenn die



Dopplerfrequenz des Satelliten gerade den Wert Null erreicht. Durch Wahl einer anderen Abtastfrequenz, bei der keine gemeinsamen Teiler mit der Ausgangsfrequenz entstehen, könnte dieser Fehlerbeitrag völlig vermieden werden. Dazu müßte der Teilerfaktor, mit dem die Abtastfrequenz aus der Normalfrequenz erzeugt wird, geändert werden.

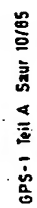
#### 5.6.2.4 Erzeugung der C/A-Code-Taktfrequenz

Entsprechend dem in Kap. 4.2 vorgestellten Konzept wird die Taktfrequenz für den C/A-Code-Generator kohärent aus  $f_0$  erzeugt. Für die Taktfrequenzphase wird eine reproduzierbare Einstellbarkeit mit einer Schrittweite benötigt, die unterhalb des statistischen Zeitfehlers von  $\Delta t = 2 \cdot 10^{-11}$  sec liegt.

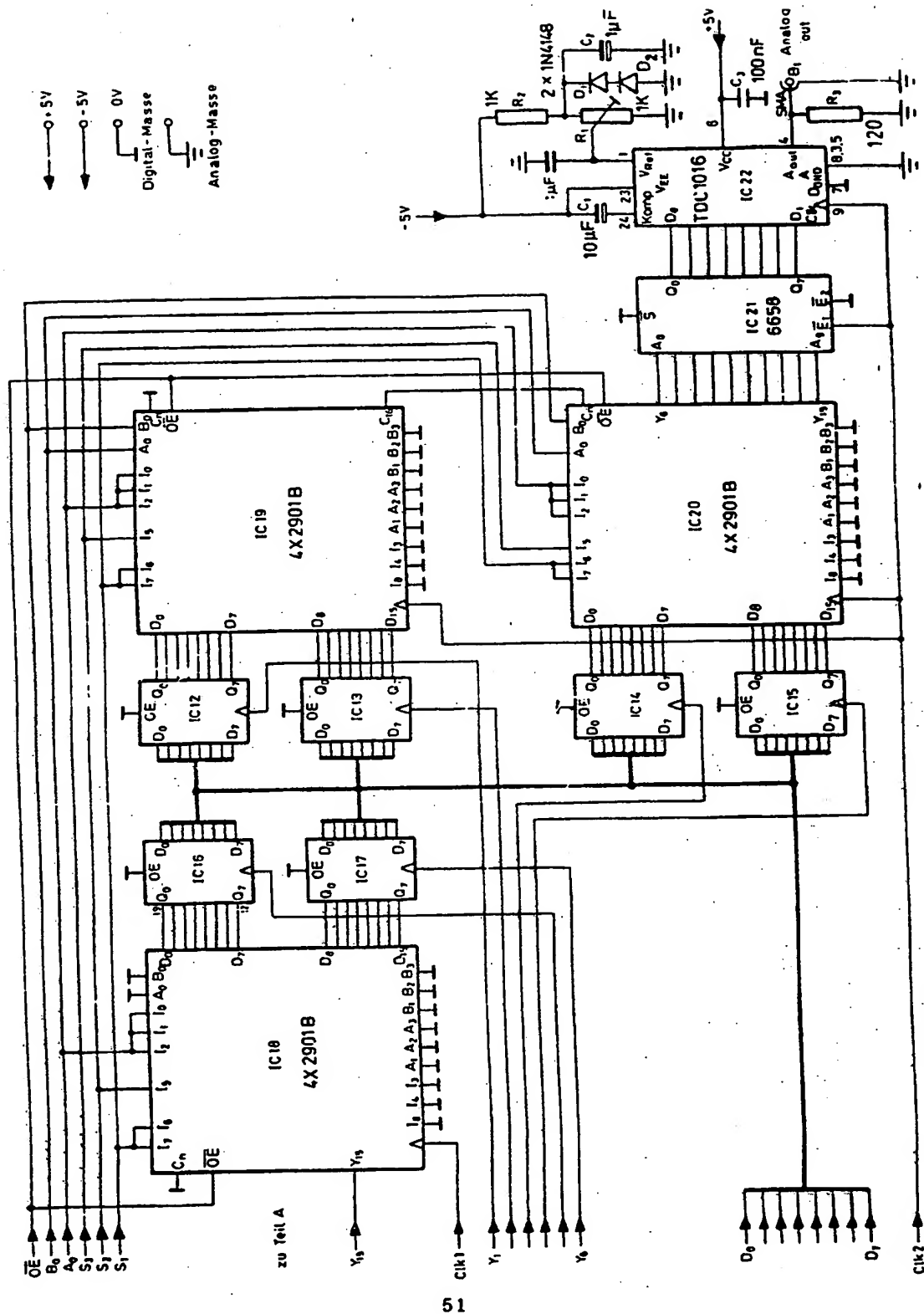
Gemäß Blockschaltbild 5-2 wird mittels Frequenzverdoppler 56, Pegelwandler 57 und Teiler 58 die Frequenz  $f_0$  zuerst mit dem Faktor 2/5 multipliziert und in einen TTL-Pegel umgesetzt. Die resultierende Frequenz von 4,096 MHz enthält die relative Frequenzvariation von  $f_0$  und taktet den Phasenschieber 59. Dieser Phasenschieber besteht gleichfalls aus einem digitalen Frequenzsynthesizer, bei dem jedoch nur die Einstellbarkeit der Phase genutzt wird. Außerdem wird nur ein binäres Ausgangssignal benötigt. Die Länge des Akkumulators wurde mit 16 bit gewählt, was für den C/A-Code eine Einstellungsgenauigkeit von  $1,5 \cdot 10^{-11}$  sec bedeutet. Das Frequenzwort bleibt konstant auf  $2^{15}$  gesetzt, wodurch der Phasenschieber nach Gl. (5.3) eine Teilung der Taktfrequenz durch 2 bewirkt. Die Ausgangsfrequenz von 2,046 MHz, deren Phase sich in  $2^{16}$  diskreten Werten einstellen läßt, wird von der höchstwertigen Stelle des Akkumulators abgegriffen. Diese Oberwelle der nominalen C/A-Codetaktfrequenz von 1,023 MHz wird für die Code-Generator-Baugruppe 80 benötigt.

#### 5.6.2.5 Bemerkungen zur Elektronik

Für den DFS 49 und den Phasenschieber 59 wurde eine Schaltung entworfen, deren Schaltplan in Abb. 5-7 abgebildet ist. Abb. 5-7 Teil A zeigt die Kontroll-Logik und Teil B die Recheneinheit. Durch drei CMOS-Bitslice-Prozessoren vom Typ 4X2901 B (IC 18-20) mit einer Wortbreite von je 16 bit wird eine sehr kompakte Bauweise ermöglicht. Die Prozessoren IC 19 und IC 20 sind zu einem 32 bit-Prozessor kaskadiert, der speziell für die Operationen des DFS konfiguriert wurde. Mittels IC 21, einem 1K-EPROM vom Typ IM 6658, in welches eine Sinusfunktionstabelle einprogrammiert wurde, erfolgt die Konversion der berechneten Phasenwerte in Sinusfunktionswerte. Mit IC 22, einem 8 bit-Video-D/A-Wandler TDC 1016 (TRW), werden die analogen Spannungswerte ausgegeben. Mit dem Prozessor IC 18 ist der 16 bit-Phasenschieber für die C/A-Code-Taktfrequenz realisiert. Die Photographie Abb. 5-8 zeigt die Platine, die für den DFS und den Phasenschieber entwickelt wurde.



**Digital-Masse**



GPS-1 Teil B Saw 10/85  
Abb. 5-7: Prozessorteil von DPS und Code-Phasenschleifer

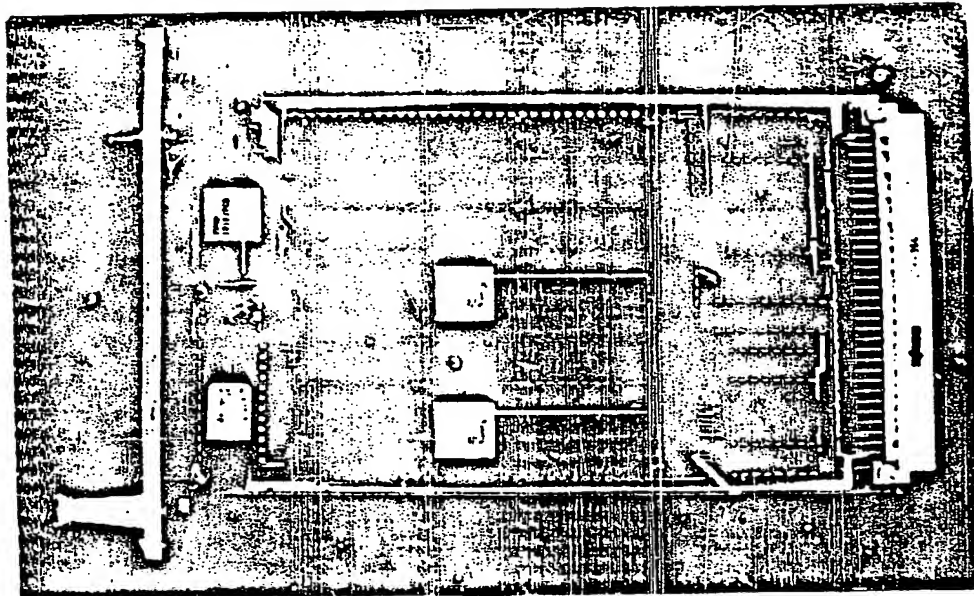


Abb. 5-8: Digitaler Frequenzsynthesizer und Code-Phasenschieber

In Anhang 11 sind die Adressen, Formate für die Datenworte sowie der Mikrocode der Prozessoreinheit angegeben. Die Kapitel 6.4 und 6.5 enthalten eine Beschreibung der Algorithmen der Regelrechnerprogramme, mit denen die numerischen Werte für DFS und Phasenschieber kontrolliert werden.

Aufgrund der engen Verknüpfung der digitalen Elektronik-Funktionen mit den zugehörigen zeitkritischen Programmfunktionen des Regelrechners war es eine notwendige Voraussetzung für den Test von DFS und Phasenschieber, daß diese Programmodule, welche das Multiplexen steuern, fehlerfrei ablaufen. Mit Hilfe eines 48-Kanal-Logikanalysators (Kontron KLA 48), mit dem das Wechselwirken zwischen Programm- und Elektronikfunktionen in Echtzeit kontrolliert werden kann, wurde dieses Entwicklungsziel erreicht.

### 5.6.3 Mischfrequenzaufbereitung

#### 5.6.3.1 Oberwellengeneratoren

Unter Vorgabe des GPS-Frequenzplanes werden für das vorliegende Empfängerkonzept als Mischfrequenzen das 137- und 17-fache der Grundfrequenz  $f_0 = 10,23 \text{ MHz}$  benötigt. Da beide Faktoren Primzahlen sind, müssen die benötigten Frequenzen durch direkte Vervielfachung gewonnen werden. Eine stufenweise Vervielfachung mit kleinen Primfaktoren und Zwischenfilterung der unerwünschten

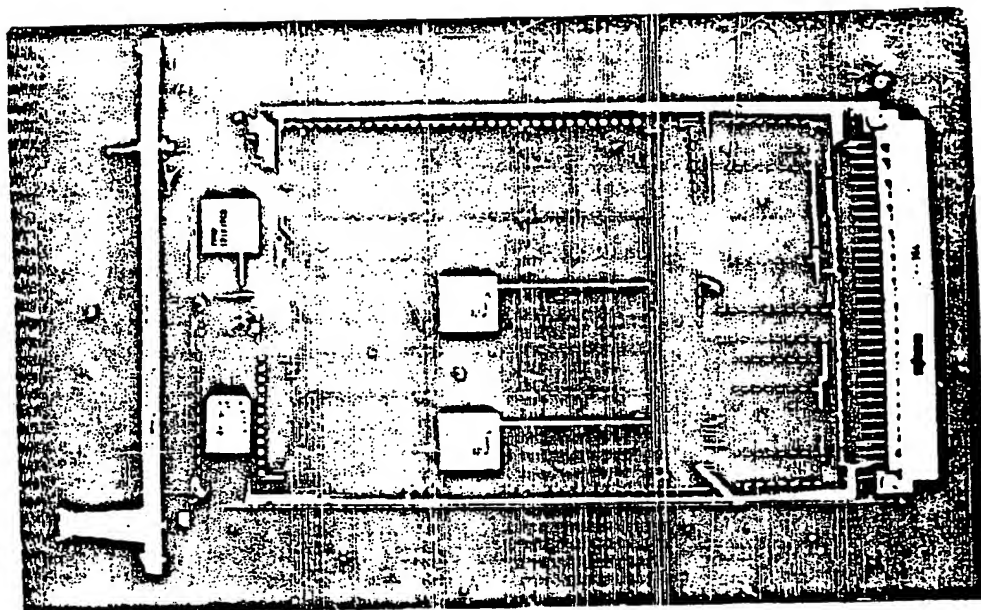


Abb. 5-8: Digitaler Frequenzsynthesizer und Code-Phasenschieber

In Anhang 11 sind die Adressen, Formate für die Datenworte sowie der Mikrocode der Prozessoreinheit angegeben. Die Kapitel 6.4 und 6.5 enthalten eine Beschreibung der Algorithmen der Regelrechnerprogramme, mit denen die numerischen Werte für DFS und Phasenschieber kontrolliert werden.

Aufgrund der engen Verknüpfung der digitalen Elektronik-Funktionen mit den zugehörigen zeitkritischen Programmfunktionen des Regelrechners war es eine notwendige Voraussetzung für den Test von DFS und Phasenschieber, daß diese Programmodule, welche das Multiplexen steuern, fehlerfrei ablaufen. Mit Hilfe eines 48-Kanal-Logikanalysators (Kontron KLA 48), mit dem das Wechselwirken zwischen Programm- und Elektronikfunktionen in Echtzeit kontrolliert werden kann, wurde dieses Entwicklungsziel erreicht.

### 5.6.3 Mischfrequenzaufbereitung

#### 5.6.3.1 Oberwellengeneratoren

Unter Vorgabe des GPS-Frequenzplanes werden für das vorliegende Empfängerkonzept als Mischfrequenzen das 137- und 17-fache der Grundfrequenz  $f_0 = 10,23 \text{ MHz}$  benötigt. Da beide Faktoren Primzahlen sind, müssen die benötigten Frequenzen durch direkte Vervielfachung gewonnen werden. Eine stufenweise Vervielfachung mit kleinen Primfaktoren und Zwischenfilterung der unerwünschten

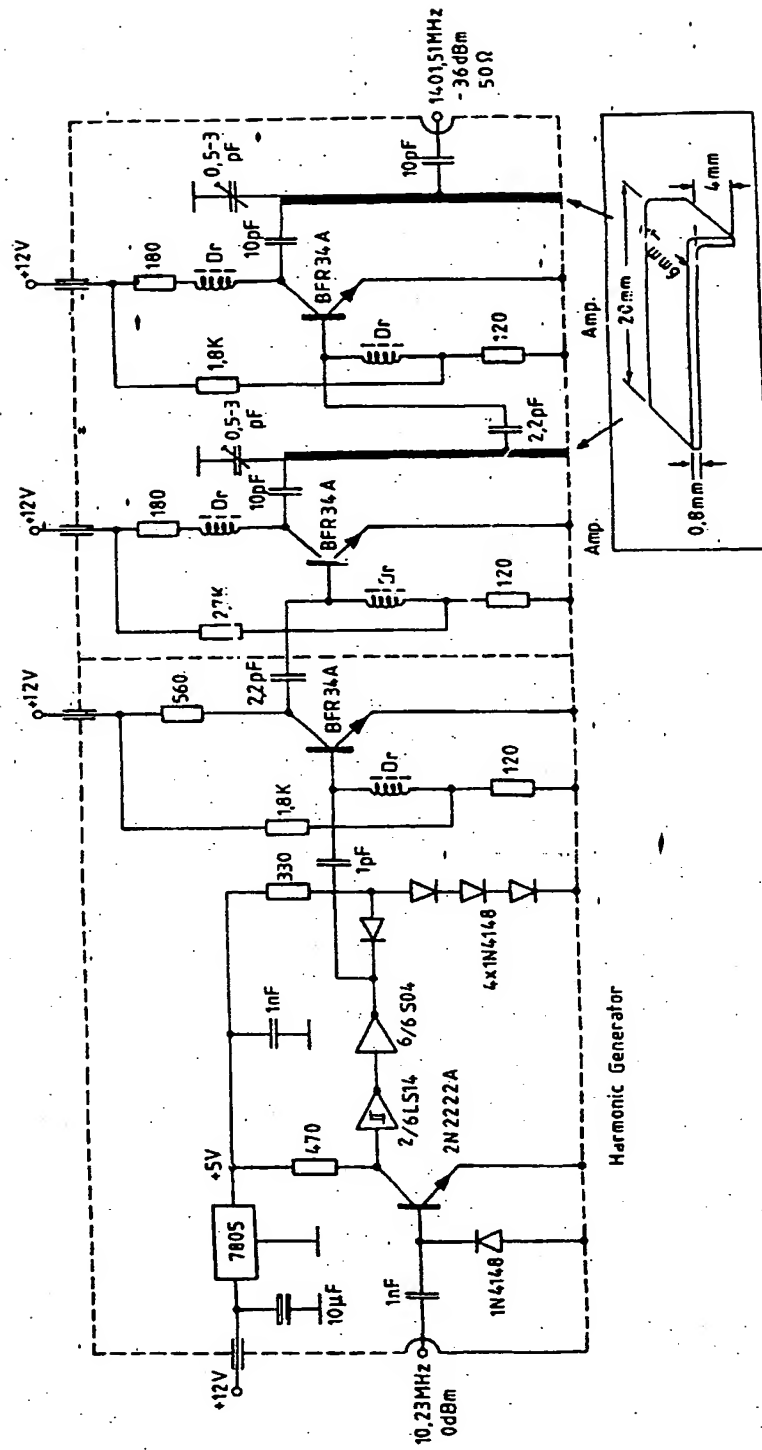


Abb. 5-8: Schaltbild des L-Band-Oberwellengenerators

Harmonischen wird damit verhindert. Dies muß jedoch hingenommen werden, weil für das vorgesehene Konzept keine andere Frequenzwahl möglich ist.

Die Oberwellenbildung erfolgt generell an der Übertragskennlinie eines nichtlinearen Elementes. Durch Verzerrung der harmonischen Eingangsschwingung kann ein breites Oberwellenspektrum gewonnen werden.

Bei größeren Vervielfachungsfaktoren ist die Oberwellenbildung mit einer Varaktordiode [58] oder einer Step-Recovery-Diode [59] gebräuchlich. Diese Dioden benötigen jedoch relativ große Eingangsleistungen. Außerdem ist ihre Anpassung nicht einfach. Der entworfene L-Band-Oberwellengenerator (siehe Abb. 5-9) für die Erzeugung von  $137f_0$  erschien daher als einfachere Lösung. In dieser Schaltung wird das Oberwellenspektrum der Schaltflanken aus Schottky-TTL-Gattern ausgenutzt. Der Bildausschnitt unter dem Schaltplan enthält die mechanischen Abmessungen der  $\lambda/4$ -Streifenleitungen für die Kollektorresonanzkreise, die aus Messingblech hergestellt wurden. Die gesamte Schaltung wurde in ein kleines TEKO-Weißblechgehäuse eingelötet.

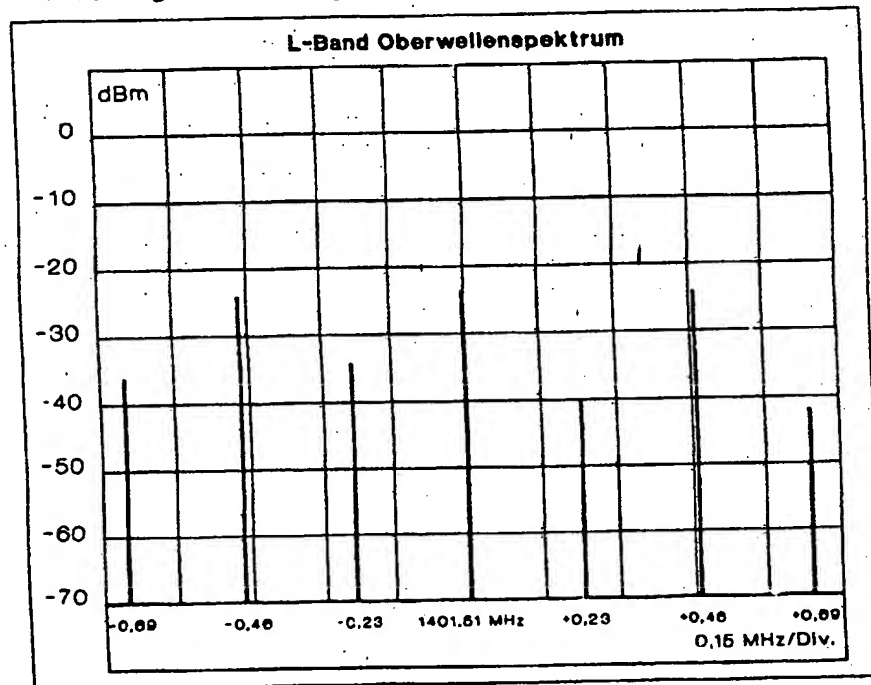


Abb. 5-10: Die Nebenwellen aus dem L-Band-Oberwellengenerator im Bereich der Nutzfrequenz 1401,51 MHz

Abb. 5-10 zeigt einen Ausschnitt aus dem Spektrum des L-Band-Oberwellengenerators im Bereich der gewünschten Harmonischen  $137f_0$ . Auch die anderen Harmonischen mit ihren Nebenwellen sind im Abstand von etwa  $\pm 150$  MHz kaum schwächer. Wie nach Gl. (3.22)

zu erwarten war, werden durch die Oberwellenbildung die Seitenbandkomponenten von  $f_0$  um mindestens 43 dB verstärkt und erreichen damit die gleiche spektrale Leistung wie die Nutzfrequenz. Für die Generierung von  $17f_0$  wurde eine konventionelle Oberwellenschaltung mit einem einzigen Transistor angewandt [60]. Sie ist in dem Gesamtschaltplan des VHF-Synthesizers (Abb. 5-12) als "x17"-Stufe enthalten. Im Blockschaltbild 5-2 sind die beiden Oberwellengeneratoren als Baugruppen 60 und 61 beziffert.

#### 5.6.3.2 Konzept der Mischfrequenzsynthese

Wegen der Stärke und Anzahl der Seitenbandkomponenten sind die mit den Oberwellengeneratoren erzeugten Signale für die Empfängergermischstufen ungeeignet, da sie eine Vielzahl von unerwünschten Mischprodukten hervorrufen würden, die alle innerhalb der Empfängerbandbreite liegen. Der Versuch, durch herkömmliche Filterung eine sinnvolle Verbesserung zu erzielen, wäre wegen des geringen Frequenzabstandes der Störkomponenten von vornherein aussichtslos. Eine gute Nebenwellenunterdrückung des ersten Mischsignals ist jedoch für eine ausreichende Nebenempfangs-Sicherheit des Empfängers wichtig. Diese Forderung ist um so dringlicher, als mit dem Ziel einer möglichst geringen Rauschzahl im Antennenvorverstärker auf eine starke Vorselektion verzichtet werden soll. Um eine ausreichende Nebenwellen-Unterdrückung zu erzielen, wurden für die benötigten Mischfrequenzen PLL-Synthesizer entwickelt. In diesen Baugruppen wird die Frequenz eines Oszillators über eine Phasenregelschleife (PLL) an die gewünschte Oberwelle von  $f_0$  angebunden. Durch eine schmalbandig dimensionierte Übertragungsfunktion der Regelstrecke [12], [61] kann der störende Anteil des Referenzspektrums nahezu vollständig ausgeblendet werden. Infolgedessen wird die verbesserte Nebenwellenfreiheit und die spektrale Reinheit des Synthesizer-Oszillators mit der hohen Langzeitstabilität und der Phase des Referenzsignals kombiniert.

#### 5.6.3.3 Synthesizer-Oszillator

Bei dem Entwurf des Synthesizers stand zunächst die Frage nach der Wahl des am besten geeigneten Oszillatortyps im Vordergrund. Neben weitgehender Nebenwellenfreiheit wird auch ein geringes Phasenrauschen verlangt, weil außerhalb der PLL-Bandbreite das Eigenrauschen des Synthesizer-Oszillators die spektralen Eigenschaften der Mischfrequenz bestimmt.

In einer Publikation von Hamilton [62] werden die Rauschseitenbänder verschiedener Oszillatortypen bei einer Ausgangsfrequenz von 10 GHz miteinander verglichen. Das Ergebnis zeigt, daß Quarzoszillatoren gegenüber Cavity- und Gunndioden-Oszillatoren ein weitaus geringeres Seitenbandrauschen liefern. (Ein Gunn-Oszillator ist wegen seines starken Rauschens für einen GPS-Empfänger unbrauchbar.)

Voraussetzung für die Verwendbarkeit von Quarzoszillatoren ist jedoch, daß der erforderliche relative Abstimmbereich kleiner als  $10^{-4}$  bleibt. Im vorliegenden Anwendungsfall ist diese Bedingung



erfüllt. Allerdings ist zu berücksichtigen, daß wegen der Maximalfrequenz eines Quarzoszillators von ca. 200 MHz die benötigte Ausgangsfrequenz durch Vervielfachung gewonnen werden muß, wodurch Nebenwellen auftreten. Dagegen kann die Eigenfrequenz der anderen Oszillatortypen direkt im GHz-Bereich realisiert werden. Um den experimentellen Entwicklungsaufwand zu begrenzen, wurde nur eine einzige Grundschaltung für einen spannungsabstimmbaren Quarzoszillator (VCXO) entwickelt, die sich in beiden Synthesizern verwenden läßt. Den Schaltplan zeigt Abb. 5-11. In der Ta-

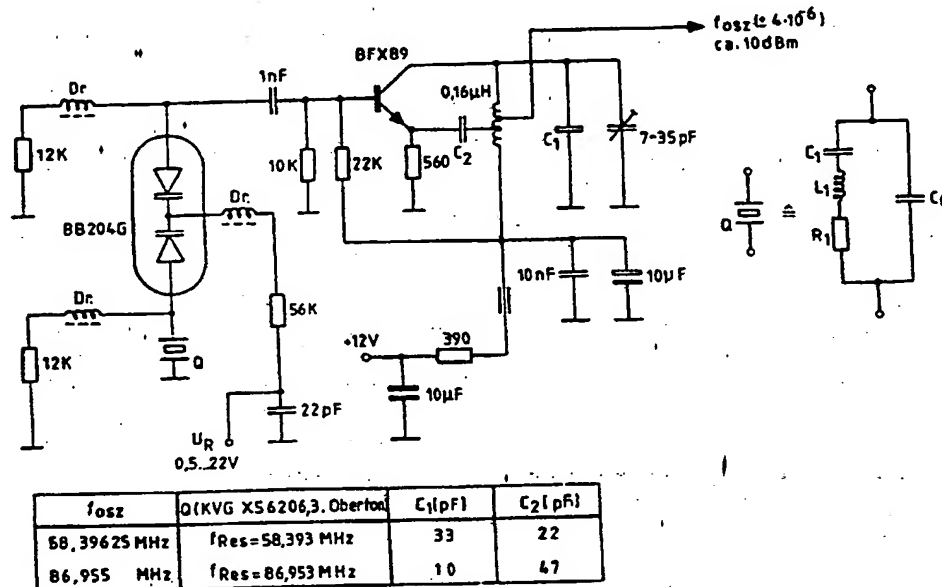


Abb. 5-11: Der VCXO der Mischfrequenz-Synthesizer

belle ist die Dimensionierung derjenigen Bauelemente angegeben, die sich für die beiden benötigten Ausgangsfrequenzen unterscheiden. Die Festlegung dieser Oszillatorfrequenzen folgt aus der Anforderung, daß sich die Vervielfacher-Faktoren für die benötigten Ausgangsfrequenzen in Potenzen von 2 und 3 zerlegen lassen sollen:

$$137f_o = 24 \cdot f_{osz1} = 2^3 \cdot 3 \cdot 58,39625 \text{ MHz} = 1.401,51 \text{ MHz}$$

$$17f_o = 2 \cdot f_{osz2} = 2 \cdot 86,955 \text{ MHz} = 173,91 \text{ MHz}$$

Ferner sollten mit der Dimensionierung der Schaltung und der Auswahl der Bauelemente folgende Kriterien erfüllt werden:

- spektrale Reinheit
- geringe Temperaturdrift
- lineare Abstimmcharakteristik

Für den VCXO wird eine hohe spektrale Reinheit verlangt. Demzufolge sollte die Güte  $Q$  des Quarzresonators möglichst hoch sein. Aus dem in Abb. 5-11 angegebenen Ersatzschaltbild eines Quarzes [63], [64] ergibt sich:

$$(5.7) \quad Q = \frac{1}{2\pi f_s C_1 R_1}$$

Der Verlustwiderstand  $R_1$  nimmt bei Obertonquarzen mit der Ordnung des Obertons zu [63]. Es wurde daher ein Quarz mit dem kleinstmöglichen Oberton ausgewählt. Die beiden benötigten Resonanzfrequenzen lassen sich noch mit einem Oberwellenquarz 3. Ordnung vom Typ XS 6206 der Firma KVG herstellen.

Weiterhin sollte die Güte des Quarzes nicht durch externe Verlustwiderstände in der Quarzabstimmerschaltung herabgesetzt werden. Da bei Quarzfrequenzen unter 100 MHz eine  $C_0$ -Kompensation noch nicht notwendig ist [63], wurde die verlustärmste Variante mit nur einer Serienkapazität  $C_v$  gewählt. Dadurch entstehen keine zusätzlichen Verluste in Spulen und die effektive Güte bleibt gleich der Quarzgüte. Außerdem werden zusätzliche parasitäre Resonanzen aus Quarzkapazitäten und der Kompensationsinduktivität vermieden.

In Abhängigkeit von  $C_v$  beträgt die Oszillatorfrequenz [63]:

$$(5.8) \quad f_{osz} = f_s \left[ 1 + \frac{C_1}{2(C_0 + C_v)} \right]$$

wobei gilt:  $f_s$  ist die Serienresonanzfrequenz des Quarzes  
 $C_1$  ist die Serienkapazität des Quarzes  
 $C_0$  ist die statische Quarzkapazität  
 $C_v$  ist die Abstimmkapazität

Die Oszillatorfrequenz ist somit stets größer als  $f_s$ . Damit die geforderten Abstimmungsbereiche überdeckt werden, müssen die Quarzfrequenzen entsprechend tiefer gewählt werden. Sie sind in der zweiten Spalte der Tabelle in Abb. 5-11 angegeben.

Die Stellkapazität  $C_v$  wurde mit einer Doppelt-Kapazitätsdiode realisiert, deren Kapazität von der Regelspannung  $U_R$  abhängt. Da die Spannungs-Kapazitäts-Kennlinie der Diode die Nichtlinearität der Funktion (5.8) kompensiert, besteht im Bereich von 1,5 bis 20 V ein weitgehend linearer Zusammenhang ( $\pm 5\%$ ) zwischen  $U_R$  und  $f_{osz}$ . Durch die zwei in Antiserie geschalteten Kapazitätsdioden wird der HF-Spannungsabfall an jeder Diode halbiert. Die dynamische Verstimmung durch die HF-Spannung [38] bleibt dadurch vernachlässigbar.

Um den Störeinfluß überlagerter Rausch- und Brummspannungen auf die Regelspannung und den dadurch verursachten Phasenjitter möglichst gering zu halten, wurde der Stellbereich der VCXOs mit  $4 \cdot 10^{-6}$  sehr klein gewählt. Die durch Temperaturänderungen verursachten Driften können trotz weitgehender Temperaturkompensation der Oszillatoren in der gleichen Größenordnung liegen. Daher bleiben die VCXOs nur in einem kleinen Temperaturbereich sicher



eingerastet. Der benötigte Frequenzeinstellbereich ist somit nicht ohne weiteres reproduzierbar. In Abhängigkeit von den Toleranzen der verwendeten Bauelemente ist in jedem Einzelfall ein sorgfältiges Optimieren notwendig. Dies entfällt, wenn der Fangbereich des Synthesizers durch Vergrößerung des VCXO-Frequenzhubes und der Reglerbandbreite erweitert wird. Die vorliegende knappe Dimensionierung wurde jedoch gewählt, da die Zielsetzung bestand, den Empfänger zunächst mit minimalen Meßfehlerbeiträgen zu realisieren. Da die Seitenbandrauschleistungsdichte der VCXOs unterhalb der des Frequenznormals liegt, ist eine kleine Regelbandbreite günstiger.

#### 5.6.3.4 VHF- und L-Band-Synthesizer

Die einzelnen Baugruppen für die Erzeugung der Mischfrequenzen sind aus dem Blockschaltbild 5-2 ersichtlich. Der VHF-Synthesizer enthält einen VCXO 62, der bei einer Frequenz von 86,955 MHz schwingt, Verdoppler 63 sowie Leistungsteiler 64. Die Ausgangsfrequenz  $17f_0^*$  ist über eine Regelstrecke, bestehend aus Phasendetektor 65, Tiefpaßfilter 66 und Schleifenverstärker 67 an die 17. Oberwelle aus dem Oberwellengenerator 60 angekoppelt.

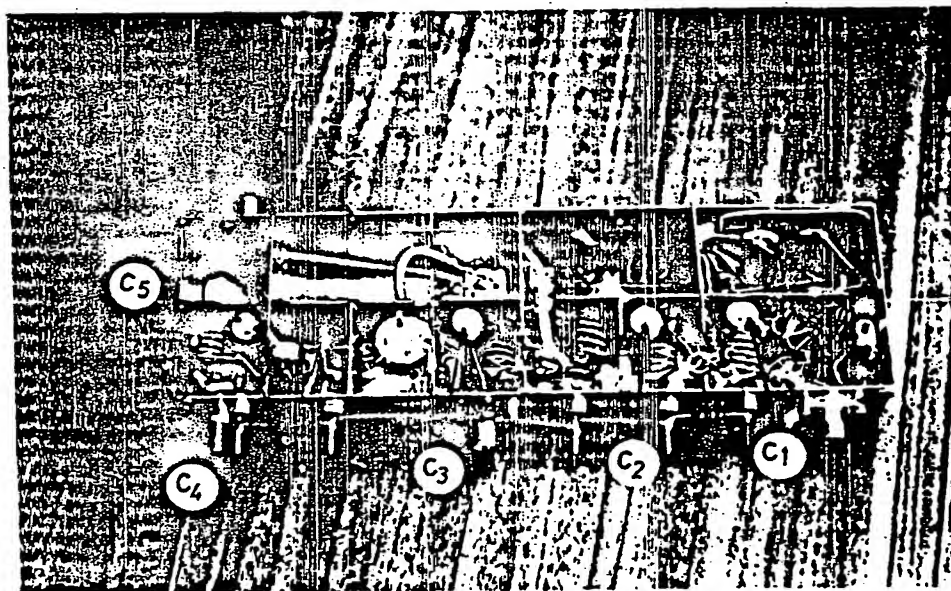


Abb. 5-13: Der geöffnete VHF-Synthesizer mit Bezeichnung der Abstimm-Kondensatoren

Im Mischer 68 wird die Frequenz  $17f_0^*$  mit der 10 MHz-Frequenz gemischt. Das Mischprodukt  $17f_0^* - 10 \text{ MHz} = 163,91 \text{ MHz}$  wird im Filter

69 herausgefiltert und über Verstärker 70 dem Phasenmodulator 71 zugeführt.

Abb. 5-12 zeigt das Gesamtschaltbild des VHF-Synthesizers einschließlich des Oberwellengenerators 60. Das PLL-Filter besteht aus drei "Ultra-Low Noise" Operationsverstärkern vom Typ OP 27 (PMI), um das zusätzliche Rauschen in der Regelstrecke so gering wie möglich zu halten. Die beiden ersten Verstärker wurden für ein Bessel-Tiefpaß 3. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 3 kHz verwendet. Besselfilter weisen die geringste Anstiegszeit und das kleinste Überschwingen bei der Übertragung von Rechteckspannungen auf, wie sie durch das Frequenzmultiplexen in der Regelspannung auftreten. Bei dem maximalen Frequenzsprung von 1 kHz wurde eine Einschwingzeit der Regelspannung von unter 1 msec gemessen. Der letzte Verstärker addiert zu der verstärkten bipolaren Phasendetektor-Ausgangsspannung eine positive Offsetspannung, so daß die Regelspannung im positiven Bereich zwischen +1 und +22 V liegt.

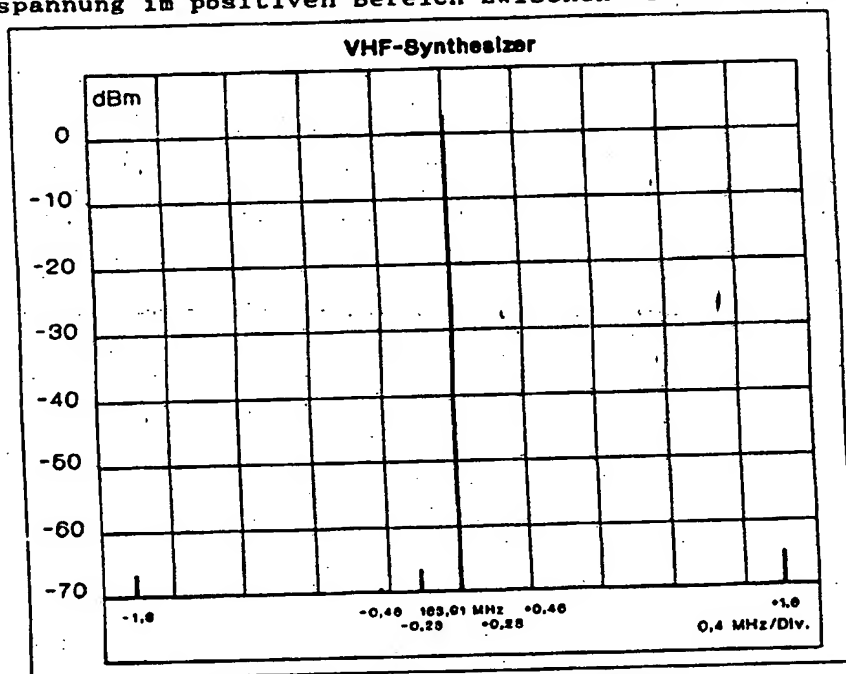


Abb. 5-14: Das Spektrum des VHF-Synthesizers

Die Dimensionierung der Operationsverstärker-Schaltungen wurde nach den Grundlagen aus [42] vorgenommen, so daß hier auf die Wiedergabe dieser konventionellen Schaltung verzichtet werden kann.

Die Nebenwellenunterdrückung des Synthesizers hängt nicht nur vom PLL-Filter sondern auch von den Übersprechdämpfungen des Phasendetektors und des Leistungsteilers ab, weil auf diesem Weg das nebenwellenreiche Referenzsignal das Synthesizer-Ausgangssignal überlagern kann. Ferner können die Nebenwellen aus dem Oberwellengenerator auch durch Direkteinstrahlung in das Mischsignal

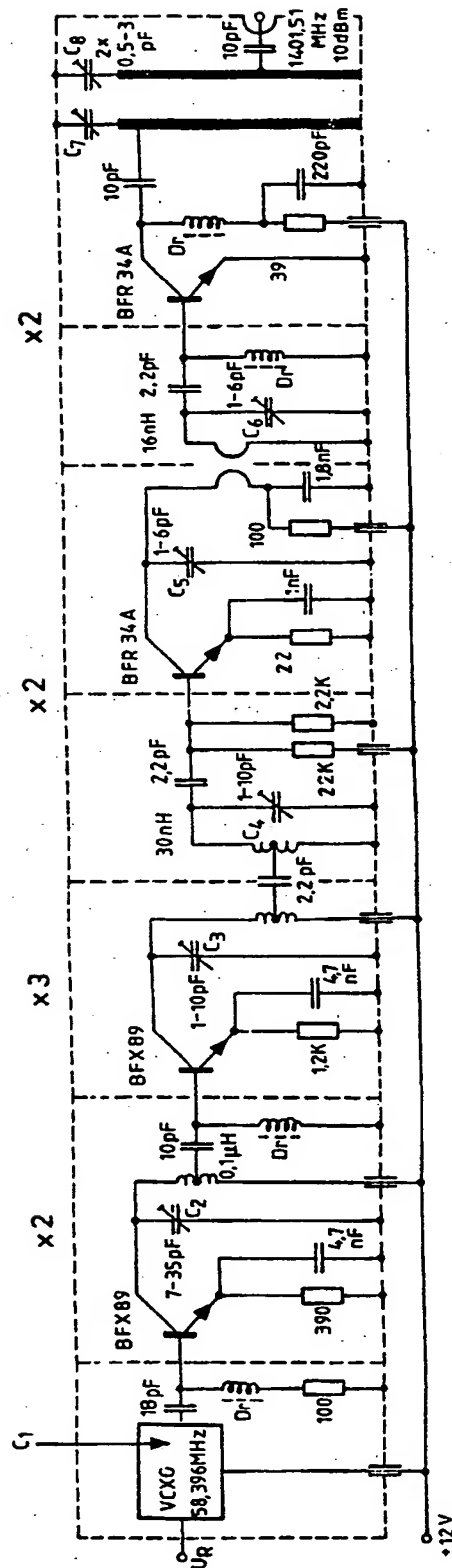


Abb. 5-15: Schaltbild des L-Band-Frequenzvervielfachers

gelangen. Um eine hinreichende Trennung sicherzustellen, wurde die VHF-Baugruppe gut abgeschirmt in einem TEKO-Kammergehäuse aufgebaut. Die Photographie 5-13 zeigt den geöffneten Synthesizer. Die bezeichneten Abstimmkondensatoren  $C_1$ - $C_5$  sind mit denen im Schaltplan 5-12 identisch. Abb. 5-14 zeigt das gemessene Ausgangsspektrum des VHF-Synthesizers. Weitere Nebenwellen, wie  $f_{osz}$ ,  $2f_{osz}$ , und  $2f_{osz}-10$  MHz sind um mehr als 65 dB unterdrückt. Die erste Harmonische  $f \approx 307$  MHz ist um mehr als 35 dB vermindert.

Analog zum VHF-Synthesizer wird im L-Band-Synthesizer, bestehend aus den Komponenten 72 bis 79, die Ausgangsfrequenz an die 137. Oberwelle von  $f_0$  angekoppelt. Abb. 5-15 zeigt die Schaltung des Vervielfachers 73, der die Mischfrequenz 1.401,51 MHz erzeugt. Durch die Zwischenfilter werden unerwünschte Harmonische stark gedämpft. Auf der Photographie Abb. 5-16 ist die HF-Kammer abgebildet, die den VCXO, die Vervielfacherstufen und das PLL-Filter enthält. Dieses Filter ist im

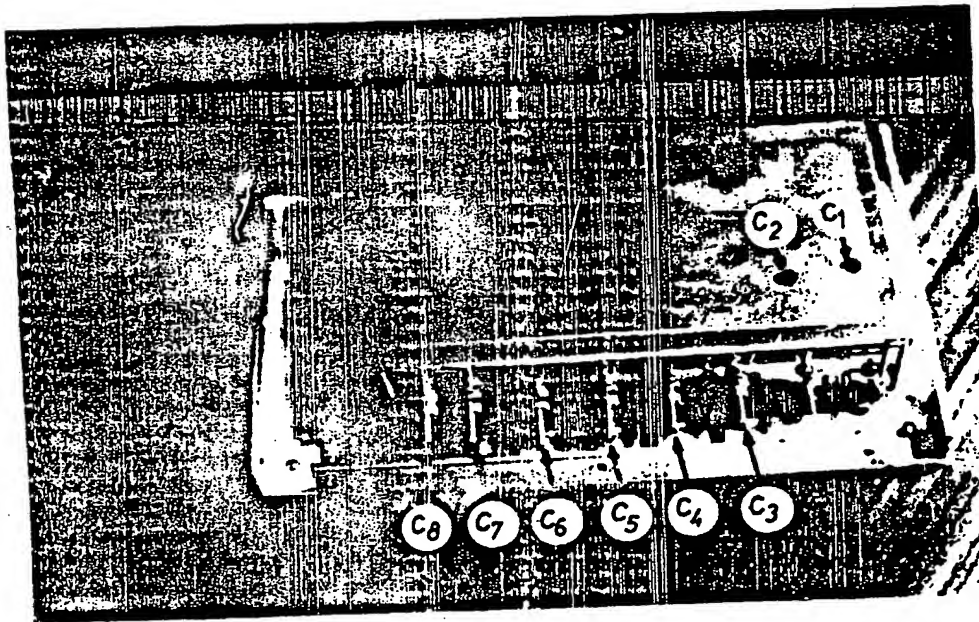


Abb. 5-16: Der L-Band-Frequenzvervielfacher mit Bezeichnung der Abstimmkondensatoren

wesentlichen identisch mit dem des VHF-Synthesizers, die Grenzfrequenz beträgt jedoch 14 kHz. Die weiteren Komponenten des L-Band-Synthesizers sind diskrete industrielle Bauelemente. Das Filter 78, ein Cavity-Bandpaß, dessen Durchlaßkurve Anhang 10 zeigt, unterdrückt weitgehend die noch vorhandenen Nebenwellen aus der Vervielfacherkette. Abb. 5-17 zeigt die Spektrallinie der Ausgangsfrequenz  $137f_0$ . Die 230 kHz- und 460 kHz-Seitenbänder waren mit dem Spektralan-

lysator nicht mehr nachweisbar. Die Nebenwellen in größeren Frequenzabständen aus der Vervielfacherkette liegen bei -75 dBC. Die erste Harmonische der Ausgangsfrequenz ( $\approx 2,8$  GHz) hat am Ausgang des Verstärkers 79 eine relative Leistung von -25 dBC.

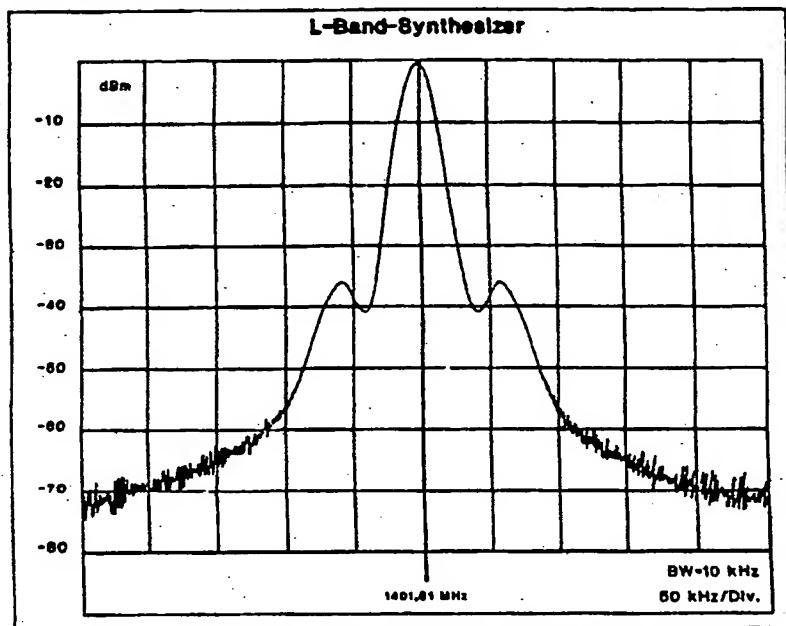


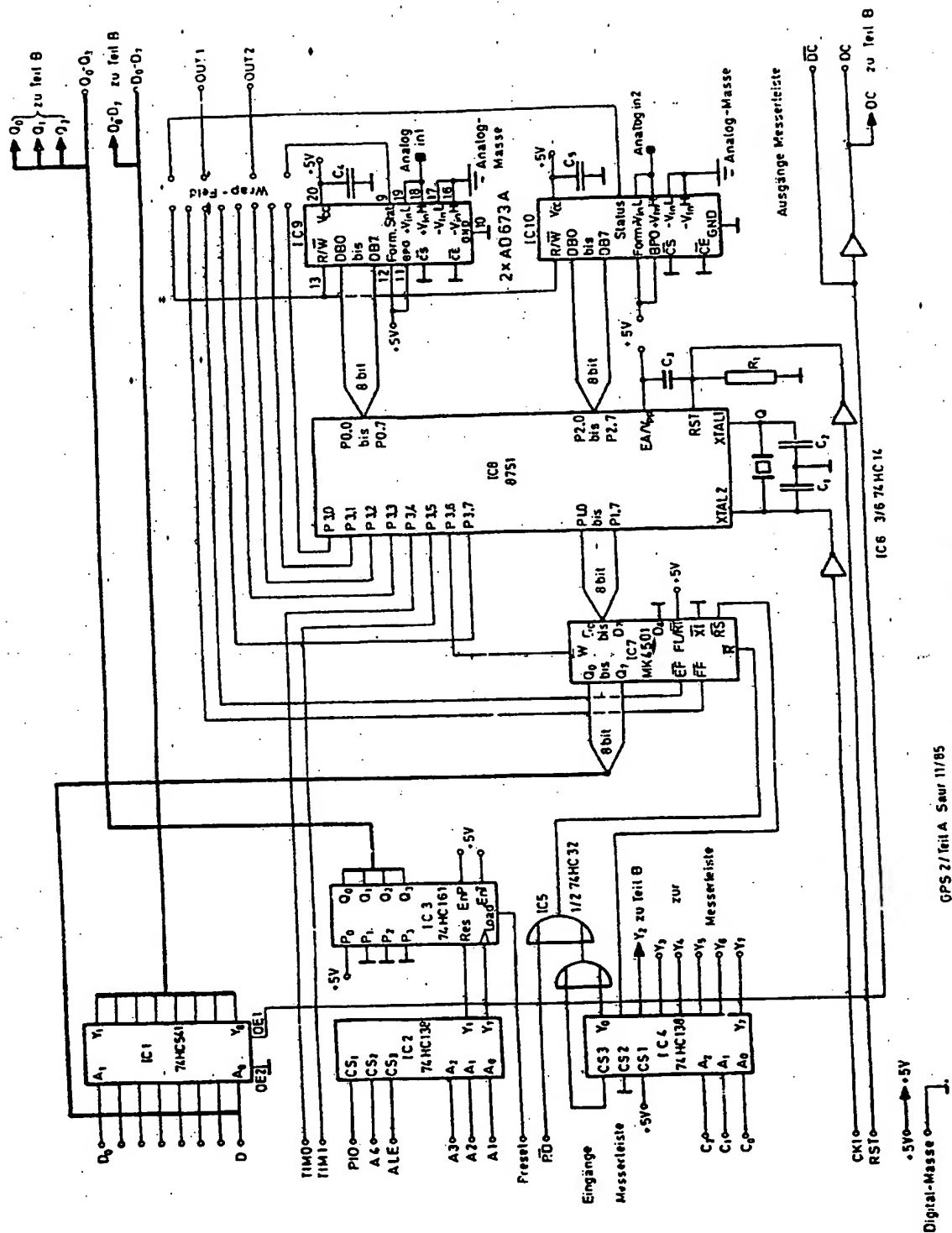
Abb. 5-17: Die Spektrallinie der 1401,51 MHz-Mischfrequenz

### 5.7 Codegenerator

Von ihrer Grundstruktur her sind die C/A-Codfolgen pseudozufällige Binärfolgen aus rückgekoppelten Schieberegistern [7], [8]. Die Kürze dieser Folgen, die nur aus 1023 Chips bestehen, erlaubt es, die Folge der Chips für alle im GPS-System vorkommenden C/A-Codes auszurechnen und in einem 64 K-EEPROM zu speichern. Die Codfolgen wurden mit einem schon früher entwickelten Programm berechnet [10]. Teil B von Abb. 5-18 zeigt die Codegeneratorschaltung. Die Zählerelektronik, die das Code-EEPROM adressiert, erlaubt die schnelle Auswahl eines Codes mit Start bei einer beliebigen Chip-Nummer. Durch ein Reclocking-Schieberegister (IC 22) werden gleichzeitig 3 Codeversionen (Early, Prompt, Late) erzeugt, die jeweils exakt um ein halbes Chip gegeneinander phasenverschoben sind. Die Auswahl der benötigten Codeversion wird mit dem Multiplexer IC 24 vorgenommen. Daher muß für die Selektierung des Referenzcodes die Einstellung des Codephasenschiebers nicht verändert werden. Dieser dient nur zur Feineinstellung der Chipphase.

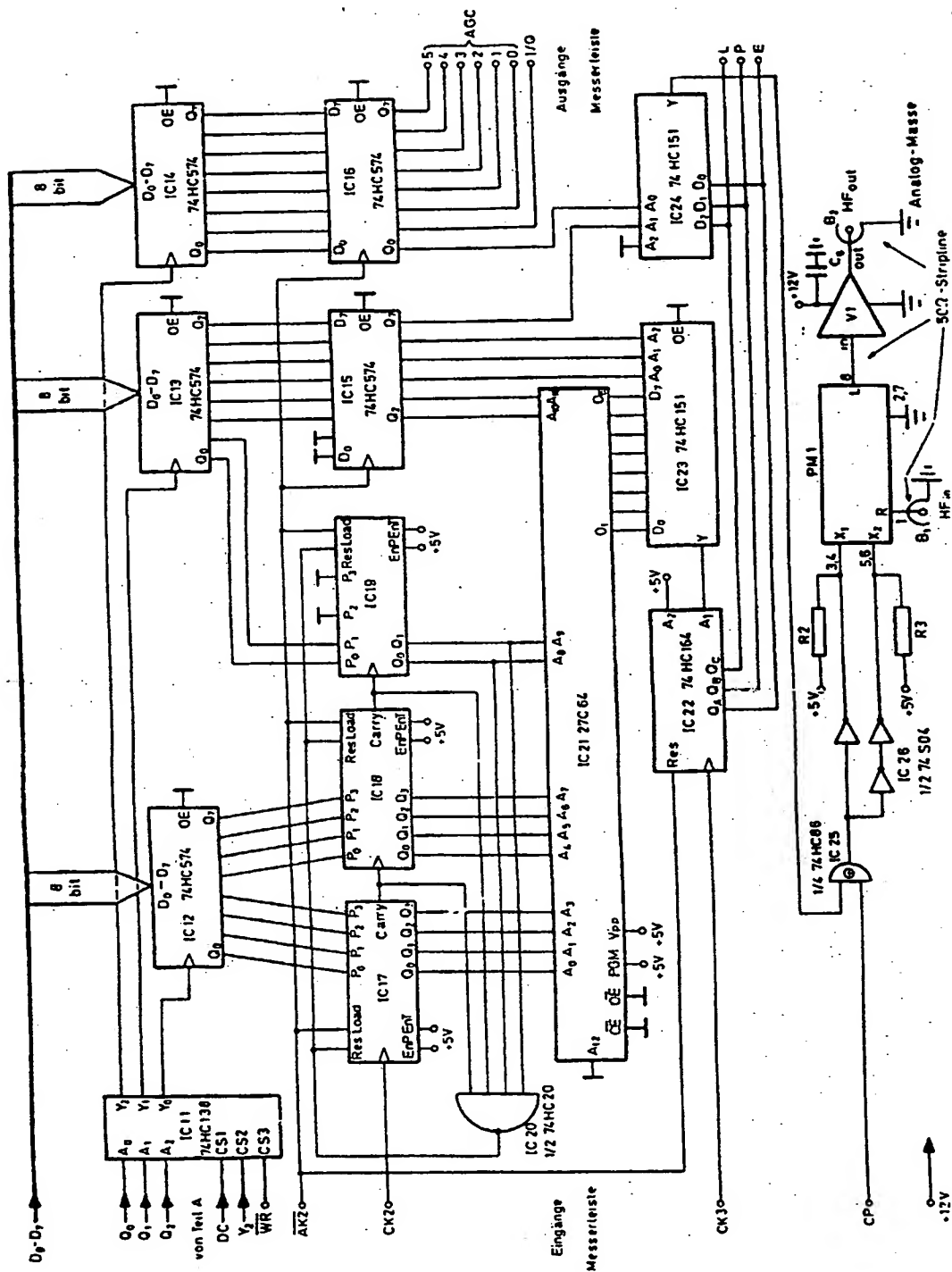
Nach Initialisierung mit einer durch den Regelprozessor vorgegebenen Chipnummer wiederholt der Codegenerator diese Folge solange, bis neue Startwerte geladen werden.





GPS 2/Teil A Saur 11/85

Abb. 5-18: VFN-Processor und Adressierungslogik



GPS-2 Teil B Saur 11/85  
Abb. 5-15: C/A-Code-Generator

Mit dem Phasenmodulator PM 1 (Nr. 71 in Abb. 5-2) wird das Referenzspektrum erzeugt. Die Spektrallinien der Mittenfrequenz und der Codetaktfrequenz liegen um mehr als 35 dB unter der mittleren Leistungsdichte des Codespektrums. Damit besteht eine ausreichende Sicherheit gegen Eigenstörung im Korrelator [21].

### 5.8 Vektorvoltmeter-Rechner

Ein 8 bit-Mikroprozessor vom Typ Intel 8751 steuert die Probenentnahme des Vektorvoltmeters und berechnet aus den I,Q-Meßwerten Betrag und Phase des eingehenden Signals. Die Algorithmen werden in Kap. 6.2 erläutert. Den Schaltplan der Baugruppe zeigt Abb. 5-18 Teil A. In diesem Schaltplanteil ist auch die Adressierungslogik enthalten, welche den Datentransfer zwischen dem Steuerrechner und den digitalen Baugruppen erheblich beschleunigt. Der VVM-Rechner, der C/A-Codegenerator und die Adressierungslogik wurden zusammen auf einer Platine im Europakartenformat untergebracht. Sie ist in Abb. 5-19 abgebildet.

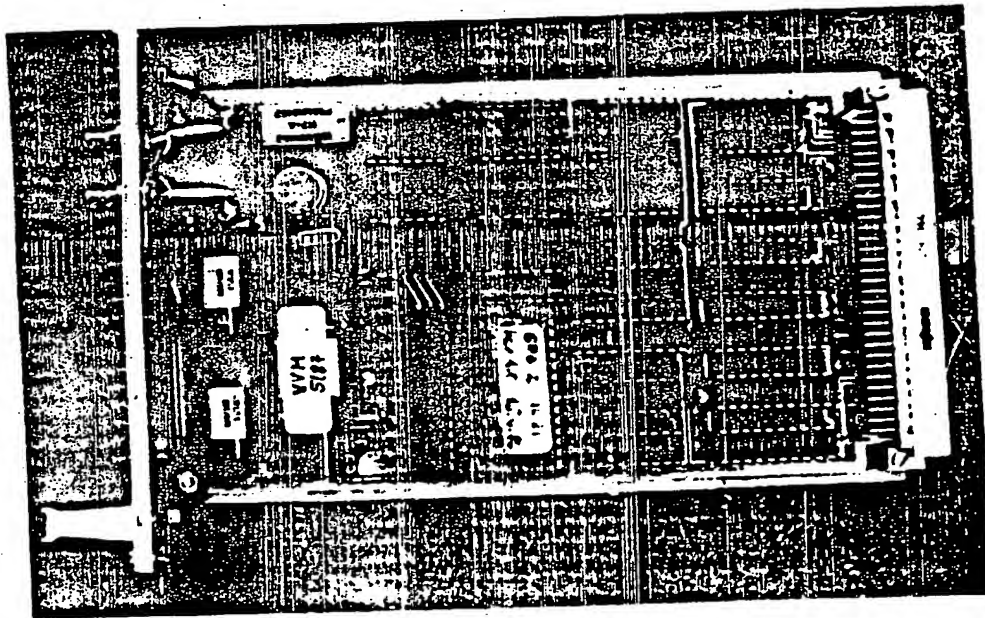


Abb. 5-19: Platine mit VVM-Prozessor (Intel 8751), C/A-Codegenerator und Adressierungslogik

### 5.9 Regelrechner

Für die Ausführung der Steuer- und Regelalgorithmen des Empfängers (siehe Kapitel 6.) wurde eine industriell gefertigte Europakarten-Baugruppe der Firma Elsa Elektronik GMBH vom TYP XMOS

801A ausgewählt. Abb. 5-20 zeigt das Blockschaltbild der Rechnerbaugruppe. Die CPU (Central Processing Unit) ist ein 8 bit-Mikroprozessor vom Typ NSC-800 (CMOS), der den Befehlsatz der weitverbreiteten Z80-CPU verarbeitet.

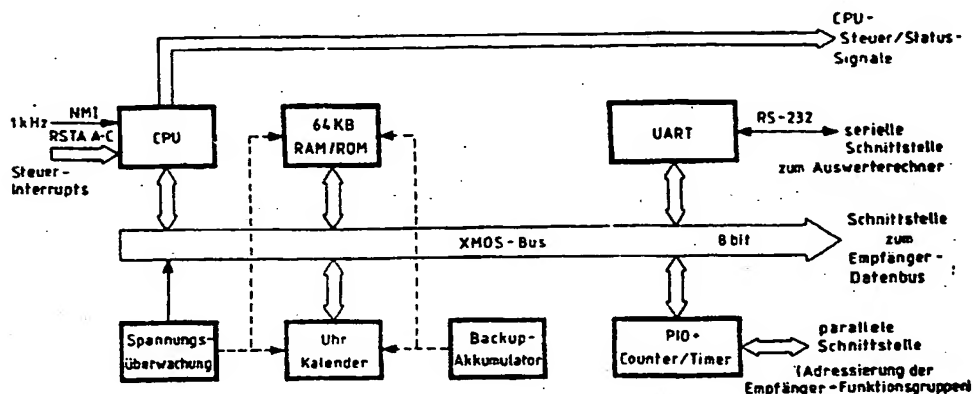


Abb. 5-20: Blockschaltbild des Rechners XMO5 801

Im folgenden wird die Funktion der weiteren Rechner-Baugruppen im Zusammenhang mit der Empfängersteuerung erläutert.

#### 5.9.1 Programm- und Daten-Speicher

Der Speicherbereich der Rechnerplatine kann bis auf 64 K ausgebaut werden, wobei eine gemischte Bestückung mit statischen CMOS-RAM oder CMOS-EPROM möglich ist. Die zur Zeit vorhandene Steuer- und Regelprogramme sind in einem 8 K-EPROM enthalten. Für Stack und Arbeitsspeicher sind 32 K RAM vorgesehen. Zur Speicherung des GPS-Satelliten-Almanachs sind 2 K RAM festgelegt. Diese Daten werden bei jeder Inbetriebnahme des Empfängers aus den gesendeten Satellitendaten aktualisiert. Ein NiCd-Akkumulator auf der Platine gewährleistet bei Ausfall der Speisespannung einen Datenerhalt der CMOS-RAMs für etwa 40 Tage. Mittels eines Komparators wird die Betriebsspannung überwacht. Bei Unterschreitung einer Schwelle von 4,6 V wird der Adreßdecoder für die Speicher gesperrt. Damit werden die Speicher vor einem unerwünschten Beschreiben durch die CPU geschützt, wie dies sonst beim Auftreten nichtdefinierter Betriebsspannungen (Ein/Ausschalten, Batterie leer) geschehen könnte.

#### 5.9.2 Uhr/Kalender

Ein Uhren-IC vom Typ MM 58 174 mit einem eigenen Quarz-Oszillator erhält unabhängig vom Empfängerzeitnormal die Zählung der Uhrzeit und des Datums aufrecht. Die Uhr enthält Register für die Zählung von Sekunden, Minuten, Stunden, Tagen, Wochentagen, Monaten und Schaltjahr.

Die Spannungsversorgung der Uhr wird ebenfalls über den Akkumulator gepuffert, weshalb ihre Zeitzählung bis zu 40 Tage netzunabhängig bleibt.

Die im Vergleich zur Genauigkeit des Empfängernormals geringe Zeitgenauigkeit beträgt nur ca.  $10^{-5}$ . Nach 40 Tagen kann die Gangabweichung daher bis zu 35 sec betragen. Auf der Grundlage von Uhrzeit, Datum und den gespeicherten Satelliten-Ephemeriden werden nach dem Einschalten des Empfängers die Satellitenpositionen im Auswerterechner berechnet. Weil die Doppler-Verschiebung der Satellitenfrequenzen durch die Relativgeschwindigkeit zwischen Satellit und Erdoberfläche maximal 1 Hz/sec beträgt, verschlechtert die Uhrabweichung auch nach 40 Tagen die Genauigkeit der vorausberechneten Dopplerfrequenzen um nicht mehr als 35 Hz. Aufgrund der Korrelatorbandbreite von 3 kHz wird bei der Aquisition der Satellitensignale ein Absuchen benachbarter Frequenzintervalle in der Regel nicht erforderlich sein. Das Auffinden eines Satellitensignals ist bei einer Suche über 1023 chips und einer Integrationszeit von 10 msec pro Chip-Nummer innerhalb ca. 10 sec möglich. Ohne Kenntnis der Ephemeriden und Zeit könnte eine Suche über alle möglichen Codephasen und Frequenzintervalle im ungünstigsten Fall bis zu 20 min. dauern.

### 5.9.3 Schnittstellen

Mit dem Peripherie-Baustein vom Typ NSC 810 lassen sich bis zu 22 Ein/Ausgabe-Leitungen parallel ansteuern. Für die Selektierung der verschiedenen digitalen Baugruppen werden jedoch nur 4 bit benötigt.

Ein Baustein des Typs CDP 1854 ermöglicht die serielle Duplex-Verbindung mit einem externen Rechner. Die Baudrate ist einstellbar und wurde mit 19.200 bit/sec gewählt. Mit dieser Datenrate werden Meßwerte und Status-Informationen an einen externen Auswerterechner übertragen, auf dem die Auswerteprogramme ablaufen. In entgegengesetzter Richtung werden vom Auswerterechner Steuerworte und Datenanforderungen übermittelt.

## 5.10 Mechanischer Aufbau des Empfängers

### 5.10.1 Abschirmungen und Gehäuse

Durch interferierende elektromagnetische Einstrahlung in die Verstärkerstufen des Empfängers kann deren Funktionsfähigkeit beeinträchtigt werden. Dabei sind Störungen sowohl durch externe Sender als auch durch Subsysteme des Empfängers zu berücksichtigen.

Als externe Störquelle ist eine Direkteinstrahlung durch Fernsender auf dem VHF-Kanal 5 möglich, dessen Frequenzbereich die Bandbreite der ersten ZF teilweise überdeckt.

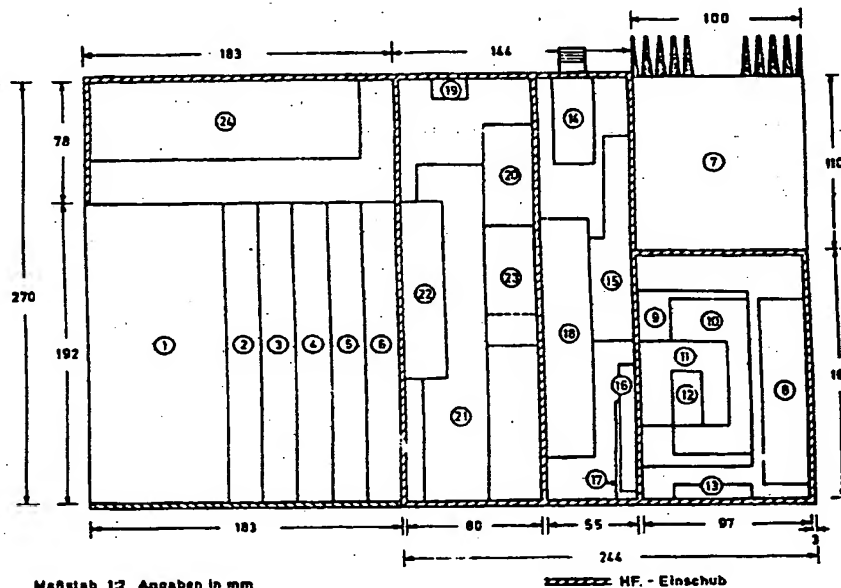
Da in dem vorliegenden Empfängerkonzept die erste ZF und die Mischfrequenzen Harmonische der gleichen Grundfrequenz sind, besteht grundsätzlich die Möglichkeit der Eigenstörung durch Einstrahlung aus der Mischfrequenzaufbereitung in die ZF. Weiterhin können die Oberwellen der Rechteckimpulse aus den digitalen

Baugruppen in den HF-Teil einstrahlen.

Der Störabstand wird durch die vorgesehene Vorverstärkung in der Antennenbaugruppe außerhalb der empfangereigenen Störfelder um etwa 20 dB verbessert. Die noch akzeptablen Störleistungen betragen dann in der ersten ZF -90 dBm und in der zweiten ZF -80 dBm, wobei in beiden Fällen ein Sicherheitsabstand von 10 dB einbezogen wurde. Gemäß einer Abschätzung der Störleistungen nach [65] sollte eine Abschirmdämpfung von ca. 70 dB ausreichen.

Die verwendeten Komponenten haben alle HF-dicht versiegelte Gehäuse, die zumindest die unterste Kategorie der Norm MIL-STD-461 erfüllen und somit die geforderte Abschirmdämpfung übertreffen. Als HF-Verbindungen wurden Semirigid-Kabel mit SMA-Koaxialflanschen verwendet. Diese Kabelart ist erforderlich, um die geforderte Signallaufzeitstabilität zu gewährleisten. Beim versuchsweisen Einbau eines RG-58 Kabels mit herkömmlichem Metallgeflecht wurden bei mechanischer Verformung Phasensprünge von bis zu  $\approx 90^\circ$  festgestellt.

Die Komponenten des Empfängers, einschließlich der beiden Mikrocomputer, wurden in einem 19"-Gehäuse montiert. Die Skizze 5-21 zeigt die räumliche Anordnung der Komponenten in dem 19"-Gehäuse, die in Tab. 5-1 aufgelistet sind. Die Photographie 5-22 zeigt die Frontansicht des Empfängers mit den Schnittstellen und HF-Ausgängen.



Maßstab 1:2 Angaben in mm

Abb. 5-21: Anordnung der Komponenten des GPS-Empfängers in 19"-Gehäuse

Tabelle 5-1:

Europakarten-Steckplätze:

- |   |                     |
|---|---------------------|
| (1) Netzteil  | Fa. Elba, Typ ESS   |
| (2) Schnittstellen:   |                     |
| a) RS232-Schnittstelle                                      |                     |
| b) Steuer- und Versorgungsleitungen                         |                     |
| (3) BNC-Buchsen für I- und Q-Kanal                          |                     |
| (4) Regelrechner  | Fa. Elsa, XMOS 801A |
| (5) VVM-Prozessor, Codegenerator<br>und Interface-Baugruppe | Eigenbau            |
| (6) Digitaler Frequenzsynthesizer                           | Eigenbau            |

HF-Einschub:

- |                |                  |
|----------------|------------------|
| (7) Atomnormal | Efratom, Typ FRK |
|----------------|------------------|

L-Band-Synthesizer-Kammer:

- |                                      |                  |
|--------------------------------------|------------------|
| (8) Oszillator/Frequenzvervielfacher | Eigenbau         |
| (9) Cavity-Filter                    | Elisra, MW 11900 |
| (10) Verstärker                      | Elisra, MW 13342 |
| (11) Überwellengenerator             | Eigenbau         |
| (12) PLL-Phasendetektor (Mischer)    | Elisra, MW 14025 |
| (13) 90°-Hybrid                      | Elisra, MW10330  |

ZF-Kammer:

- |                            |                   |
|----------------------------|-------------------|
| (14) Antennen-Speiseweiche | Fuba, 1-2 GHz     |
| (15) SSB-Mischer           | RHG, IRDM 1-2/160 |
| (16) ZF-Filter             | K & L, 8MC10-174  |
| (17) ZF-Verstärker         | RHG, ICUL-200     |
| (18) Stufenabschwächer     | Daico, 100D1436   |

Signalverarbeitungskammer:

- |                                   |                     |
|-----------------------------------|---------------------|
| (19) Korrelator-Mischer           | Merrimac, DMM 2-250 |
| (20) Korrelator-Quarzfilter       | Eigenbau            |
| (21) I/Q-Konverter-Baugruppe      | Eigenbau/RHG ET1002 |
| (22) DFS-Tiefpaßfilter            | K & L, 8L53         |
| (23) Verstärker                   | Avantek, ASD-550N   |
| (24) HF/VHF-Synthesizer-Baugruppe | Eigenbau            |

### 5.10.2 Stromversorgung

Ein 60 W-Schaltnetzteil erzeugt die Versorgungsspannungen 5 V,  $\pm 12$  V und 24 V. Wegen der hohen Verstärkung des Empfängers und der Verwendung digitaler Funktionsblöcke mußte auf die Vermeidung von Erdungsschleifen und auf galvanische Trennung zwischen Analog- und Digital-System geachtet werden. Da das magnetische Streufeld des Netztransformators den frequenzbestimmenden Hyperfein-Übergang beeinflussen kann (siehe Abb. 5-4), wurde das Netzteil im Gehäuse möglichst weit entfernt vom Rb-Normal montiert.

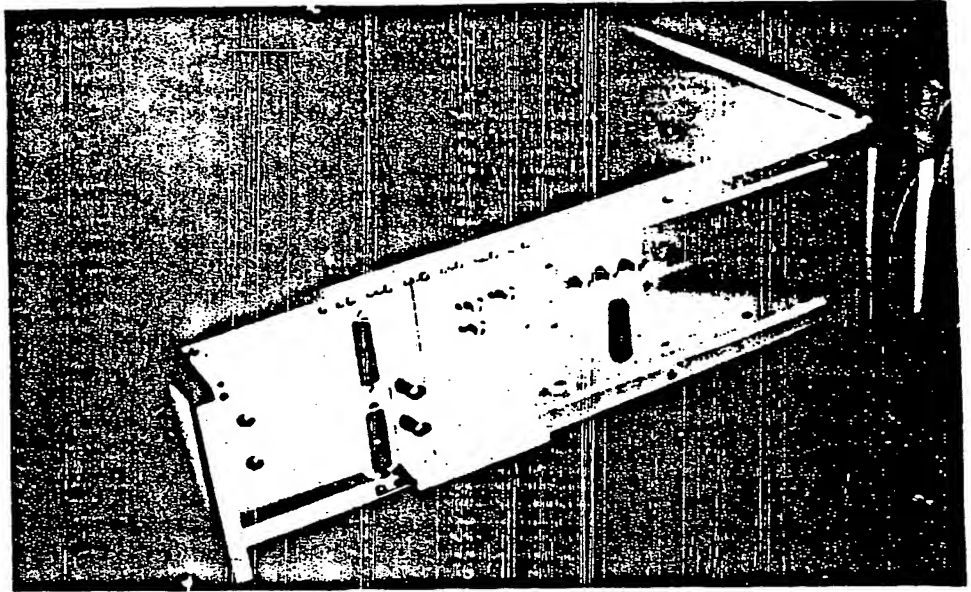


Abb. 5-22: Frontansicht des GPS-Empfängers



## 6. Empfängerprogramme

Die Steuerung des Meßablaufs im Empfänger, die Realisierung der digitalen Regelschleifen sowie die Auswertung, die parallel zu den Messungen abläuft, erfordern eine Vielzahl von ineinandergreifenden Programmfunktionen, die in zwei Mikroprozessoren und einem Tischrechner ausgeführt werden. Im Funktionsdiagramm 6-1 wird ein Überblick über das Zusammenwirken der wichtigsten Programmfunktionen der 3 Empfängerrechner gegeben. Anhand dieses Bildes werden im folgenden der Funktionsablauf bzw. die Algorithmen der Programme erläutert.

### 6.1 Zeithaltung

Nach Einschalten des Empfängers und Beendigung der Aufwärmphase definieren die aus dem Frequenznormal hergeleiteten 1 msec-Impulse die Eigenzeit des Empfängers. Die 1 msec-Impulse werden über den NMI-Interrupteingang dem Steuerrechner zugeführt und im Softwarezähler 4b registriert. Der Zählerinhalt, der die Eigenzeit des Empfängers  $T_{sec}$  repräsentiert, wird nach der ersten Messung mit dem sogenannten "Z-Count" [5], der die GPS-Zeit definiert, geeicht:

$$(6.1) \quad T_{sec} = 1.500 \cdot Z\text{-Count}$$

Nach jeweils einer Woche Sonntag nachts um 0.00.00 GMT wird der Zähler 4b wie der Z-Count auf Null zurückgesetzt. Das Programm 4a hat die Aufgabe, die Reihenfolge aller Empfänger-Funktionsabläufe im Takt der 1 msec-Zeitbasis zu steuern.

### 6.2 Auswertung des Korrelatorsignals

Bei der Messung von Phase und Amplitude eines BPSK (Biphase Shift Keying) -modulierten Signals, wie es das Mischprodukt am Korrelatorausgang darstellt, besteht das Meßproblem, die (langsame) Phasenänderung des unterdrückten Trägers von den abrupten Phasensprüngen der binären Datenmodulation zu unterscheiden. Bei dieser Modulationsart entspricht die Logische Eins der Phase 0 und die Logische Null der Phase  $\pi$ . Da die Telemetrie-Datenrate der Satelliten 50 bit/sec beträgt, erfolgen in zeitlichen Vielfachen von 20 msec Phasensprünge, nämlich dann, wenn in dem seriellen Datenstrom 0/1-Übergänge stattfinden. Nach Abb. 5-3 entspricht ein solcher Phasensprung einem Umklappen des Phasenzeigers in den gegenüberliegenden Quadranten.

Zur Demodulation von BPSK-Signalen bei gleichzeitiger Messung der Träger-Phase sind bistabile Phasendetektoren nach Costas [66] weithin gebräuchlich. Ferner sind Abwandlungen des Costas-Detektors mit einer Tangens-Detektorfunktion [67], [68], sowie digitale Realisationen bekannt [69]. In [70] wird ein Costas-Detektor speziell für die Anwendung in einem GPS-Empfänger diskutiert. Alle diese Detektoren haben gemeinsam, daß der eindeutige Phasenmeßbereich höchstens modulo  $\pi$  beträgt und daß die Amplitude nicht ausgewertet wird.

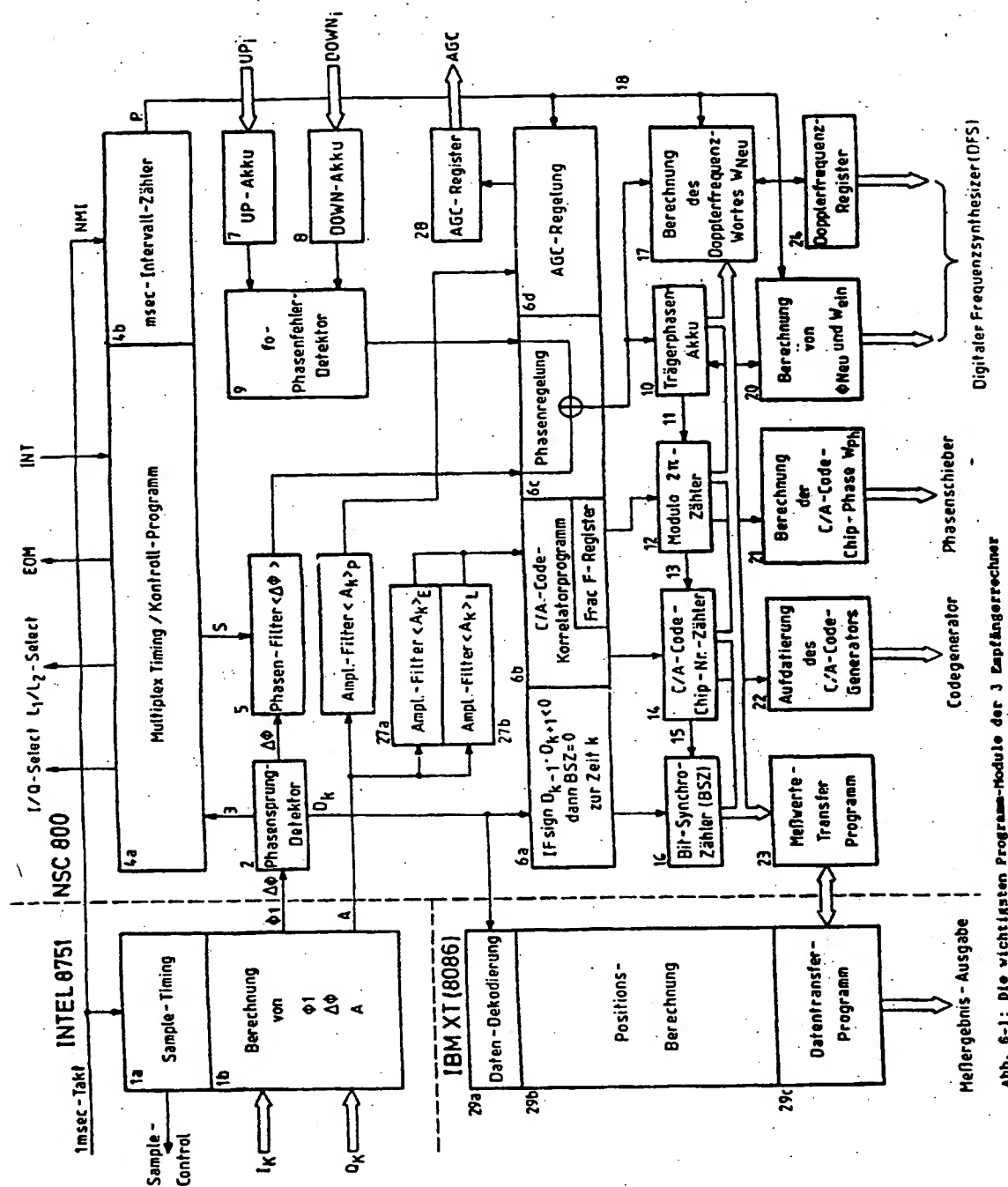


Abb. 6-1: Die wichtigsten Programm-Module der 3 Empfängerrechner

Ferner beeinflusst der Detektor als Bestandteil einer PLL deren Eigenschaften in folgenden Punkten:

- False lock [67], [71]
- Hangup [72]
- Cycle-slips [73]
- Frequenz-Fangbereich [74]
- Rauschen [75], [76], [77], [78]

Den genannten Untersuchungen zufolge sollte ein idealer Detektor eine lineare Kennlinie und einen größtmöglichen eindeutigen Winkelmeßbereich aufweisen. Letzteres ist auch bei der geodätischen Auswertung von Phasenmessungen von Interesse.

Das Programm 1 (siehe Abb. 6-1) des Vektorvoltmeter-Prozessors (Intel 8751) wird mit dem fundamentalen 1 msec-Zeittakt getriggert. Innerhalb eines 1 msec dauernden Meßzyklus steuert Modul 1a die Sample-Zeitpunkte für jeweils 12 digitale Wertepaare  $I_k$ ,  $Q_k$ . Die Samplerate beträgt etwa 15 kHz, da die letzten 20 % eines Meßintervalls nur für Berechnungen genutzt werden. Insgesamt beträgt die Meßdatenrate 192 kbit/sec. Aus jedem Wertepaar berechnet Programm 1b die zugehörigen Phasenwinkel  $\Phi_k$  und zwar in allen 4 Quadranten (vergl. Abb. 5-3):  
Mit der Festlegung

$$(6.2) \quad \alpha_k = \arctan \frac{|I_k|}{|Q_k|}$$

folgt für die 4 zu unterscheidenden Fälle:

$$(6.3) \quad \begin{aligned} I \geq 0, Q \geq 0 : \Phi_k &= \alpha_k \\ I \geq 0, Q < 0 : \Phi_k &= \pi - \alpha_k \\ I < 0, Q < 0 : \Phi_k &= \pi + \alpha_k \\ I < 0, Q \geq 0 : \Phi_k &= 2\pi - \alpha_k \end{aligned}$$

Aus den  $\Phi_k$  wird folgende Summe von Winkeldifferenzen berechnet:

$$(6.4) \quad \Delta\Phi = \sum_{k=1}^{12} \Phi_k - \Phi_{k+1}$$

Diese Summe gibt die innerhalb eines Meßzyklus durchlaufene Phase des Korrelator-Mischproduktes an. Da mit der Summierung eine Tiefpaßfilterung verbunden ist, werden die durch das Rauschen verursachten Phasenschwankungen geglättet. Da erst die Phasendifferenzen gefiltert werden und nicht schon vorher die  $I_k$ - und  $Q_k$ -Werte mittels eines I/D (Integrate and Dump)-Filters, wie sonst üblich (z.B. [37]), können mit dem Programm Frequenzdifferenzen gemessen werden, deren obere Grenzfrequenz nur von der Bandbreite des Korrelatorfilters (3 kHz) abhängt. Außerdem sind beliebige Phasensprünge detektierbar.

Durch die zusätzliche Angabe des zum ersten Probenpaar gehörenden Winkels  $\Phi_1$  ist die absolute Lage des Phasenwinkels in der I-Q-Ebene zum Ende des Meßintervalls eindeutig festgelegt.

Zudem berechnet das Programm die mittlere Signalamplitude A während des Meßintervalls:

$$(6.5) \quad A = \frac{1}{12} \sum_{k=1}^{12} (I_k^2 + Q_k^2)^{\frac{1}{2}}$$

Die Werte  $\Delta\Phi$ ,  $\Phi_1$  und A werden an den Steuerprozessor (NSC 800) weitergegeben.

Das Programm-Modul 2 detektiert die Phasensprünge der binären Phasenmodulation, mit welcher die Satelliten-Bahndaten gesendet werden. Durch Vergleich der gemessenen Werte  $\Delta\Phi$  und  $\Phi_1$  mit denjenigen aus den vorigen Meßintervallen kann die Phasenänderung eines GPS-Signals von maximal 7° innerhalb eines 20 msec-Multiplexzyklus von den 180°-Phasensprüngen der Datenmodulation getrennt werden. Eine eindeutige Zuordnung der anfänglichen 180°-Vieldeutigkeit ist durch Auswertung der Bitfolge der Telemetrie-Synchronisationspräambel möglich, was in den nachgeordneten Programmteilen geschieht. Nach erfolgter phasenrichtiger Einrastung der Regelschleife ist ein eventuell später auftretender "cycle-slip" mit dem zur Datenabsicherung verwendeten Paritätstest sofort detektierbar, weil sich dabei das Vorzeichen der Bitfolge invertiert.

Mit dem hier beschriebenen Auswertealgorithmus wurde somit ein bistabiler Phasendetektor verwirklicht, der im Gegensatz zum üblichen Costas-Detektor einen größeren eindeutigen Winkelmeßbereich von  $2\pi$  erfaßt. Außerdem wird während des Aquisitionsvorgangs (siehe Kap. 6.6) keine zusätzliche FLL (Frequency Locked Loop) benötigt.

Ein Meßintervall, in dem ein Datensprung auftritt, kann zur Messung der Dopplerphasenänderung nicht verwendet werden. Daher wird bei Feststellung eines Phasensprungs über Verbindung 3 das Multiplextiming/Kontroll-Programm 4a synchronisiert. Die Zugriffsreihenfolge auf die 4 empfangenen Satelliten wird von diesem Programm so festgelegt, daß innerhalb der folgenden Meßintervalle keine 0/1-Übergänge der Datenmodulation stattfinden. Eine Störung der Phasenmessung wird so verhindert.

Von Programm 2 werden die  $\Delta\Phi$  an das Phasenfilter 5 weitergegeben. Vor der Filterung wird  $\Delta\Phi$  zunächst mit einem Vorzeichenfaktor S (sign) multipliziert, der entsprechend dem Status der I/Q-Select-Steuerleitung von Programm 4a ausgegeben wird. (Mit dem Umschalten der I/Q-Select-Steuerleitung werden die Koordinaten des Phasenzeigers ausgetauscht. Dementsprechend verändern sich die Vorzeichen der gemessenen Winkel. Vergl. Kap. 5.4)

Die Amplitudenwerte werden an die Filter 26 und 27a/b weitergeleitet.

### 6.3 Filteralgorithmus

In den Filtern 5, 26, 27a und 27b wird die Langzeitintegration der Meßgrößen vorgenommen und damit das SNR in den Regelschleifen erhöht.

Die Anforderung, mit verhältnismäßig wenigen Filterkoeffizienten eine hohe Seitenbanddämpfung zu erreichen, führt bei GPS-Navigationsempfängern, die eine digitale Signalverarbeitung aufweisen, meistens zur Wahl von rekursiven IIR (Infinite Impuls Response)-Digitalfilteralgorithmen [79]. Deren geringe Laufzeitschwankungen spielen in diesem Anwendungsfall keine Rolle. In der Dimension geodätischer Meßgenauigkeiten können diese Fehler nicht vernachlässigt werden. Zusätzlich können noch Rundungsfehler auftreten. An die Regelfilter im geodätischen Empfänger werden folgende Anforderungen gestellt:

- frequenzunabhängige Laufzeiten
- identische Laufzeit der Phasen- und Amplitudenfilter
- umschaltbare Bandbreite ohne Einschwingstörung
- geringe Rechenzeit
- vernachlässigbare Rundungsfehler

Besonders im Hinblick auf die geforderten frequenzunabhängigen Laufzeiten lassen sich alle Forderungen gleichzeitig nur mit einem FIR (Finite Impulse Response)-Filter verwirklichen [80], [81]. Ein einfacher FIR-Filteralgorithmus, der im vorliegenden Empfänger angewendet wurde, ist das gleitende Mittelwertfilter, das folgendermaßen definiert ist:

$$(6.6) \quad y(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^{t+T} x(t') dt'$$

Die zeitdiskrete Form dieser Filterfunktion, wie sie in einem digitalen Computer angewendet werden kann, lautet:

$$(6.7) \quad y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=-N}^{+N} x_{n-k}$$

wobei die amplitudenquantisierten Eingangswerte  $x_i$  im zeitlichen Abstand der Sample-Periode  $T_s = 1/f_s$  eingegeben werden. Im Empfänger beträgt das Intervall  $T_s = 1$  msec, mit dem der VVM-Prozessor neue Werte liefert.

Das Filter ist besonders einfach zu berechnen, weil jeder Filterschritt nur  $N$  Additionen sowie eine Division erfordert. Daß es auch die anderen Anforderungen erfüllt, wird im folgenden gezeigt.

Da die Übertragungsfunktion  $H(\omega)$  und die Impulsantwort  $h(t)$  eines linearen Filters Fourier-Transformierte voneinander sind [11], läßt sich  $H(\omega)$  am einfachsten aus  $h(t)$  berechnen. Die diskrete Transformationsgleichung ist:

$$(6.8) \quad H(\omega) = \sum_{k=-\frac{1}{2}N}^{\frac{1}{2}N} h_k \cdot \exp(-ik\omega T_s)$$

Die Sprungantwort  $h(t)$  ist die am Filterausgang auftretende Funktion nach Einspeisung eines Diracimpulses  $\delta(t)$ . Bei dem Filter nach Gl. (6.7) bleibt der Filterausgang solange auf einem konstanten Wert, bis der Eingangsimpuls alle Filterspeicher durchlaufen hat; daher folgt:

$$(6.9) \quad h_k = \begin{cases} h & \text{für } -\frac{1}{2}N \leq k \leq \frac{1}{2}N \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Mit  $\exp(ia) = \cos a + i \sin a$  und  $\sin(-a) = -\sin a$  ergibt sich aus Gl. (6.8):

$$(6.10) \quad H(\omega) = h_0 + 2 \sum_{k=1}^N h_k \cos k\omega T_s$$

$H(\omega)$  ist damit rein reell, und die Phasenverschiebung ist linear mit der Frequenz. Die Gruppenlaufzeit  $d\phi/d\omega$  und die Phasenlaufzeit  $\phi/\omega$  sind identisch.

Durch Festsetzung des gleichen Glättungsintervalls für Phasen- und Amplitudenfilter können identische Laufzeiten realisiert werden. Die Mittelwertbildung erstreckt sich über einen Wertebereich für  $N$  zwischen 4 und 1024. Für den minimalen Wert  $N = 4$  werden nur die 4 Meßwerte aus einer Multiplexverweilzeit verarbeitet, für  $N = 1024$  werden Meßwerte aus 256 Multiplexzyklen gefiltert. Dadurch ergibt sich eine effektive Filterbandbreite zwischen 250 und 1 Hz, ohne daß die Änderung der Filterbandbreite mit Einschwingvorgängen verbunden ist.

#### 6.4 Phasenregelschleife

In dieser Regelschleife wird die Langzeitintegration der Phasenänderungen vorgenommen sowie Frequenz und Phase des DFS berechnet. Nach jedem Meßintervall von 1 msec Dauer wird ein Filterwert  $\langle \Delta\phi \rangle$  für die mittlere Phasenänderung an das Programm-Modul 6c weitergeleitet. Da sich die Phasenänderungen auf ein Intervall  $\Delta t = 1$  msec beziehen, können die Filterwerte auch als Frequenzdifferenzen mit der Einheit mHz interpretiert werden.

(Sofern die  $f_0$ -Regenerierungs-Baugruppe zur Verfügung steht, kann der eindeutige Phasenmeßbereich erweitert werden. In den Akkus 7 und 8, welche die Summen der Zwischenergebnisse UP<sub>i</sub> und DOWN<sub>i</sub> enthalten (vergl. Kap. 5.5), erfolgt die Langzeitintegration des  $f_0$ -Phasenfehlers, der im Programm 9 aus der Differenz der Registerstände ermittelt wird.)

Im Akkumulator 10, der einen Wertebereich von  $\pm 2\pi$  hat, werden die Phasenänderungen  $\langle \Delta\phi \rangle$  aufsummiert:

$$(6.11) \quad \Phi_A^{i+1} = \Phi_A^i + \langle \Delta\phi \rangle$$

Das Programm 17 berechnet aus den gemessenen Phasenänderungen das neue Frequenzwort  $W_{neu}$  für den DFS, das für die Nachführung der Dopplerverschiebung im nächsten Multiplexzyklus benötigt wird. Mit Gl. (5.3) ergibt sich:

$$(6.12) \quad W_{neu} = W_{alt} + \frac{2^n}{f_{c1}} \delta f$$

wobei  $W_{alt}$  das Frequenzwort aus Register 24 ist, welches die Frequenz des DFS während des letzten Multiplexzyklus bestimmte. Die erwartete Frequenzänderung  $\delta f$  wird mit einer linearen Näherung abgeschätzt. Die Abweichung von der tatsächlichen Dopplerfunktion kann bei einem Zeitintervall von 20 msec für einen Multiplexzyklus vernachlässigt werden:

$$(6.13) \quad \delta f = \frac{1000}{2^{16}} \cdot U \cdot P \cdot \left\langle \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} \right\rangle$$

wobei gilt:  $\left\langle \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} \right\rangle$  ist die mittlere Dopplerdifferenzfrequenz über ein Meßintervall von  $\Delta t = 1$  msec

$P$  ist die Anzahl von Meßintervallen bis zum nächsten Zugriff auf das gleiche Satellitensignal. Die Zahl  $P$  wird vom Kontroll-Programm 4 auf Verbindung 18 übermittelt.

$U$  ist der Frequenzuntersetzungsfaktor für den DFS. In der Regelschleife ist  $U = 1/154$ ; die dadurch erzeugte Frequenzänderung erhält man mit  $U = 1$ .

Die Konstante  $1000/2^{16}$  ist ein Normierungsfaktor auf die Einheit Hz. Nach Einsetzen von (6.13) in (6.12) und Zusammenfassen aller konstanten Faktoren erhält man:

$$(6.14) \quad W_{neu} = W_{alt} + 52,4288 \cdot U \cdot P \cdot \left\langle \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} \right\rangle$$

Dieses neue Frequenzwort ersetzt das vorherige im Register 24 und wird von dort in den DFS übertragen.

Die Startphase des DFS im nächsten Multiplexzyklus wird im Programm 20 ermittelt, wobei gleichfalls eine lineare Änderung angenommen wird:

$$(6.15) \quad \Phi_{neu} = \Phi_A + U \cdot P \cdot \langle \Delta \Phi \rangle$$

Der Wert  $\Phi_{neu}$  mit  $U=1$  ersetzt den Wert in Akku 10, so daß dieser die vorausgeschätzte Phase des Signals zum Beginn des nächsten Multiplexzyklus enthält. Die Phase  $\Phi_{neu}$  mit  $U=1/154$  wird durch Vorlaufen des DFS mit einer geeigneten Einlauffrequenz eingestellt (vergl. Kap. 5.6.2.2). Mit

den Gleichungen (5.3), (5.5), (6.15) und Zusammenfassen aller Konstanten wird das Einlauf-Frequenzwort:

$$(6.16) \quad W_{\text{Ein}} = 687.194.767 - 3.404.476 \cdot P \cdot \langle \Delta \phi \rangle$$

Dieser Wert wird als 32 bit-Zahl an den DFS übergeben. Die mit hoher Genauigkeit meßbare Phasenänderungsrate wird in dem vorliegenden Empfänger zur Nachführung der Codetaktfrequenz verwendet. Zu diesem Zweck werden die Änderungen modulo  $2\pi$  des Trägerphasenakkus 10 in einer Kette von Zählern registriert.

Bei Überlauf des Wertebereichs von Akku 10 erfolgt über Verbindung 11 ein Übertrag  $\pm 1$  in den Modulo  $2\pi$ -Zähler 12. Der Zähler registriert den ganzzahligen Anteil von Trägerperioden bis zum nächsten C/A-Code-Chipwechsel und hat einen Wertebereich von  $N = +1539 \dots -1539$ . Zähler 12 ist als doppelter Ringzähler organisiert, der sowohl bei positivem als auch negativem Überlauf auf Null zurückgesetzt wird. Gleichzeitig wird bei diesen Zählerstandsänderungen ein Übertrag ausgegeben:

von +1539 nach 0 : + 1  
von -1539 nach 0 : - 1

Dieser Übertrag wird mittels Verbindung 13 an den C/A-Code-Chip-Nummern-Zähler 14 weitergegeben. Dieser Zähler ist ein Ringzähler, der die Chipnummer innerhalb einer Codeperiode registriert. Er umfaßt einen Wertebereich von 0...1022. Zähler 14 erzeugt Überträge auf Verbindung 15 bei folgenden Zählerstand-Übergängen:

von 1022 nach 0 : + 1  
von 0 nach 1022 : - 1

Zähler 16 ist gleichfalls ein Ringzähler. Er zählt die Anzahl der C/A-Codeperioden innerhalb eines Datenbits und hat einen Wertebereich von 0...19. Der Zählerstand dient modulo 20 zur Synchronisierung des Satellitendatenstroms. Der Zähler kann außerdem zur Erweiterung des eindeutigen Entfernungsmeßbereichs herangezogen werden, wenn sein Nullzustand synchron mit den Vorzeichenänderungen der Satellitendaten eintritt. Zu diesem Zweck setzt Programm-Modul 6a bei Änderung des Datenbit-Vorzeichens  $D_k$  den Zähler auf Null.

Die beschriebene Registeraufteilung hat den Vorteil, daß die Phasennachführungs-Operationen mit ganzen Zahlen erfolgen und somit keine Rundungsfehler erzeugt werden können. Für jeden verfolgten Satelliten (maximal 4) wird ein solcher Registersatz entsprechend der gemessenen Phasenänderungen von den Empfängerprogrammen aktualisiert.

Wegen des Ionosphäreneinflusses, der ein langsames Auseinanderlaufen der Gruppen- und Phasen-Änderungsrate bewirkt, müssen die von der Gruppenlaufzeit des Signals abhängigen Register 12, 14 und 16 mit den Meßwerten aus der Amplitudenregelschleife korrigiert werden.



## 6.5 Amplitudenregelschleife

Die Amplitudenmeßwerte A aus dem VVM-Prozessor sind je nach Einstellung des Code-Generators den Codephasen Early, Late und Prompt zugeordnet. Der Referenzcode alterniert zyklisch in der Weise, daß im Multiplexintervall n mit der prompten Phase, im Intervall n+1 mit der Early-Phase und im Intervall n+2 mit der Late-Phase korreliert wird.

Die "prompten" Amplituden-Mittelwerte  $\langle A_k \rangle_P$  werden an das Regel-subprogramm 6d weitergeleitet. Die gemessenen Amplituden werden mit dem Sollwert von 0,4 V verglichen und ein entsprechender Stellwert in das AGC-Register 28 eingeschrieben. Mit dessen Wert wird die Dämpfung des digitalen AGC-Abschwächers im ZF-Teil kontrolliert. Dem niederwertigsten Bit des 6 bit-AGC-Wortes entspricht ein Dämpfungswert von 0,5 dB, dem höchstwertigen ist ein Wert von 16 dB zugeordnet.

Die Mittelung der Amplitudendifferenzen, die beim r-Dithering der Codephasen Early und Late gemessen werden, erfolgt in den Filtern 27a und 27b. Aus den Mittelwerten  $\langle A_k \rangle_E$  und  $\langle A_k \rangle_L$ , die einen Wertebereich zwischen 0 und  $2^{16}$  annehmen können, berechnet der Programmteil 6b die Zeitdifferenz zwischen dem empfangenen Code und dem Referenzcode. In der Einheit eines C/A-Code-Chips beträgt dieser Zeitfehler:

$$(6.16) \quad \delta T_{C/A} = \frac{\langle A_k \rangle_E - \langle A_k \rangle_L}{2^{17}} \quad \delta T_{C/A} = +\frac{1}{2} \dots -\frac{1}{2}$$

Ausgedrückt in  $L_1$ -Trägerperioden, lautet der Fehler:

$$(6.17) \quad \delta F_P = 1540 \cdot \delta T_{C/A}$$

$\delta F_P$  wird in einen ganzzahligen Anteil und den gebrochenen Rest zerlegt:

$$(6.18) \quad \delta F_P = F + \text{Frac } F$$

Der ganzzahlige Anteil F wird zum Inhalt des Modulo  $2\pi$ -Zählers 12 addiert, während der Rest  $\text{Frac } F$  im Register 6e gespeichert bleibt. Ein eventuell bei dieser Operation in Zähler 12 auftretender Übertrag wird, wie in Kap 6.3 beschrieben, in die Zähler 14 und 16 weitergegeben.

Damit ist der aus den Phasenmessungen vorausbestimmte Registerstand entsprechend der Gruppenlaufzeit der Kreuzkorrelationsamplitude korrigiert. Um auch die Phasenmessungen auswerten zu können, wird der Phasenakku 10 nicht aktualisiert, was mit dem Wert  $\text{Frac } F$  möglich wäre.

Aus den korrigierten Zählerständen werden die Einstellwerte zur Nachführung des C/A-Codes berechnet. Die Berechnung des 16 bit-Steuerwortes  $W_{Ph}$  der Code-Chipphase wird im Programm 21 vorgenommen:

$$(6.19) \quad W_{Ph} = 2^{15} + 2^{16} \cdot \delta T_{C/A}$$

Dem Wert  $W_{Ph} = 0$  entspricht die Zeitverschiebung  $-\frac{1}{2}$  Chip, für  $W_{Ph}$

=  $2^{15}$  liegen der empfangene und der Referenzcode genau synchron, und bei  $W_{ph} = 2^{16}$  beträgt die Zeitverschiebung  $+\frac{1}{2}$  Chip. Programm 22 überträgt die C/A-Code-Chipnummer aus dem Zähler 14 in den Codegenerator. Zuvor wird noch der Chipnummern-Offset von 102 Chips subtrahiert, der während des Einlaufens des DFS entsteht (siehe Kap. 5.6.2.2).

## 6.6 Signalaquisition

Nach dem Einschalten des Empfängers müssen die Regelschleifen des Empfängers auf die für die Messung am besten geeigneten Satellitensignale eingerastet werden.

Aus dem Stand der CMOS-Uhr und den Daten des Almanach-Speichers berechnet der Auswerterechner die Positionen der GPS-Satelliten. Aus diesen werden 4 Satelliten ausgewählt, die für den ungefähren Standort des Empfängers (Eingabe des Operators) das kleinste GDOP (Geometric Dilution of Precision) ergeben. Ferner werden die erwarteten Dopplerfrequenzen der Signale berechnet. Für jeden Satelliten wird ein entsprechendes Frequenzwort in das Dopplerfrequenzregister 24 geladen. Bei diesen Frequenzen beginnt die Suche nach den korrelierenden Codephasen. Dabei wird die jeweilige Referenzcodephase in  $\frac{1}{2}$  Chip-Inkrementen verschoben und die Amplitude aus 4 aufeinanderfolgenden Meßintervallen ausgewertet. Bei Überschreitung eines Schwellenwertes stimmen die Chipnummern überein. Danach werden Codegenerator und DFS mit den gemessenen Amplituden und Phasen nachgestellt. Für jede weitere Multiplexperiode von 5 msec Dauer werden jeweils 4 neue Amplituden- und Phasenmeßwerte (die ihrerseits bereits Mittelwerte aus 12 I/Q-Wertepaaren darstellen) in die Filter eingegeben und die Genauigkeit des gleitenden Mittels stufenweise erhöht. Ist die maximale Meßwertzahl von 1024 erreicht, dann fallen die 4 jeweils ältesten Meßwerte aus der Mittelung heraus, während auf der Eingangsseite des Filter-Schieberegisters 4 neue Werte aufgenommen werden. Die einzelnen Operationen, die nach jeder Multiplexperiode in den beiden Regelschleifen ablaufen, entsprechen der Beschreibung in den Kapiteln 6.4 und 6.5.

Um statistisch unabhängige Gruppenlaufzeitmessungen zu erhalten, ist eine Meßwertausgabe in zeitlichen Abständen von mehr als 5120 msec sinnvoll.

## 6.7 Bestimmung der Gruppenlaufzeit

Zum Ende eines Meßintervalls enthält ein Registersatz 6e, 12, 14, 16 und 24 (siehe Abb. 6-1) für das zugehörige Satellitensignal die aktuellen Daten zur Berechnung der Gruppenlaufzeit. Da alle Messungen synchron mit dem fundamentalen Empfängerzeittakt erfolgen, gehört zu diesen Werten eine bestimmte Empfängerzeit  $t_{rec}$ , die dem Zählerstand von Register 4b entspricht. Sobald für eine bestimmte Zeit  $t_{rec}$  (Messung) eine Ortsbestimmung durchgeführt werden soll, müssen die Registersätze, die den anderen 3 empfangenen Satellitensignalen zugeordnet sind, auf diese gemeinsame Zeit umgerechnet werden. Dies geschieht für jeden Registersatz mit den Gleichungen (6.14) und (6.15), wobei  $U = 1$

gesetzt und  $P_i$  wie folgt bestimmt wird:

$$(6.21) \quad P_i = t_{sec}(\text{Messung}) - t_{sec}(\text{letzte Aktualisierung})$$

wobei  $i = 1 \dots 4$  der Index der Registersätze bedeutet

Im Prinzip ist somit eine Ausgabe der Meßwerte in 1 msec-Intervallen möglich.

Wenn vom Auswerterechner (IBM XT-kompatibel) eine Datenanforderung übermittelt wird, erfolgt über die Datentransferprogramme 23 und 29c die Ausgabe der aktualisierten Registerwerte sowie die zugehörige Zeit  $t_{sec}(\text{Messung})$ . Gleichzeitig werden die empfangenen Telemetrie-Datenbits dekodiert und daraus im Programm 29b die Bewegungsgleichungen der Satelliten für die Zeit  $t_{sec}(\text{Messung})$  gelöst.

Die Gruppenlaufzeit eines  $L_1$ -Signals wird folgendermaßen berechnet:

$$(6.22) \quad t_c = \frac{1}{f_{L1}} (R_{12} + R_{s_0} + 1540 \cdot R_{14} + 20 \cdot 1540 \cdot R_{16})$$

wobei gilt:  $R_{xx}$  ist der Zahlenwert von Register XX:

$R_{12}$  = C/A-Code-Chipphase in ganzzahligen Vielfachen von  $f_{L1}$ -Perioden

$R_{s_0}$  = C/A-Code-Chipphase in Bruchteilen einer  $f_{L1}$ -Periode

$R_{14}$  = Chipnummer

$R_{16}$  = Anzahl von C/A-Codeperioden (modulo 20)

$f_{L1} = 154 \cdot (f_{DPS} + 10 \text{ MHz})$ , wobei sich  $f_{DPS}$  nach Gleichung (5.3) aus dem Dopplerfrequenzwort in Register 24 ergibt.

## 7. Bestimmung der systematischen Empfängerfehler

Im folgenden werden die Meßfehlerbeiträge zusammengestellt, die sich in dem realisierten Laborgerät ergeben. Antennen- und Signalausbreitungsfehler sowie Fehlerbeiträge des Satellitensystems bleiben außer Betracht.

### 7.1 Meßverfahren

Der instrumentelle Fehler des entwickelten Empfängers wurde durch getrennte Bestimmung der in Abb. 3-3 aufgeführten einzelnen Fehlerbeiträge ermittelt.

Diese Fehlerbeiträge können bei einer Messung mit Satellitensignalen nicht festgestellt werden, weil dabei eine Abtrennung externer Fehlereinflüsse sowie die Unterscheidung der einzelnen instrumentellen Fehler voneinander, nicht möglich wäre. Eine Messung von Satellitensignalen ist mit dem Laborgerät zur Zeit sowieso noch nicht möglich, da wegen der finanziellen und zeitlichen Begrenzung des BMFT-Projektes, in dessen Rahmen die vorliegende Arbeit zustande kam, die Entwicklung einiger Regelprogramm-Module noch nicht abgeschlossen werden konnte. Es konnten lediglich kurzzeitig Satellitendurchgänge mit festeingestellten Referenzsignalen beobachtet werden.

Zur Messung der Fehlerbeiträge wurden die X- und Y-Eingänge eines Oszilloskops an die I- und Q-Ausgänge des Vektorvoltmeters angeschlossen, die zu Testzwecken auf BNC-Buchsen an der Frontseite des Empfängers herausgeführt sind. Dadurch wird die I/Q-Ebene auf den Bildschirm des Oszilloskops abgebildet. Phasenänderungen, die in einem beliebigen Signalzweig des Empfängers auftreten, haben eine Verlagerung des auf dem Oszilloskop abgebildeten I/Q-Punktes auf einem Kreis mit dem Radius der Signalamplitude zur Folge. Durch das Eigenrauschen des Systems beträgt die reproduzierbare Unterscheidbarkeit von Winkeldifferenzen zwischen zwei benachbarten Punkten auf dem Kreis etwa  $2^\circ$ . Für  $L_1$  entspricht dies einer Zeitauflösung von  $\Delta t \approx 3,5$  psec.

Die im folgenden beschriebenen Messungen wurden mit abgeschaltetem Codegenerator und nach einer mehrstündigen Einlaufzeit des Atomnormals durchgeführt. Einstellungen der digitalen Baugruppen wurden mit einem speziell entwickelten Terminalprogramm vorgenommen, das eine manuelle Eingabe von Steuerparametern in das Multiplex/Kontrollprogramm erlaubt.

### 7.2 Fehlerbilanz

Die Aufstellung der Fehlerbeiträge folgt der Benennung aus Abb. 3-3.

$\Delta t_1$ : außer Betracht

$\Delta t_2$ : Dieser Fehler entsteht im Filter des Antennenvorverstärkers. Die zur Verfügung stehende Antenne besitzt ein Filter, das nur den Empfang des  $L_1$ -Signals ermöglicht. Daher konnte  $\Delta t_2$  nicht gemessen werden. Durch spezielle Dimensionierung oder Verzicht

auf ein Filter, kann  $\Delta t_2$  vernachlässigbar klein gemacht werden.

$\Delta t_3$ : Das Oberwellenspektrum aus dem L-Band-Oberwellengenerator, das neben der Oberwelle  $137f_0$  für den Synthesizer auch die  $L_1$ - und  $L_2$ -Trägerfrequenzen enthält, wurde zusätzlich dem Antenneneingang zugeführt. Bei Umschalten des SSB-Mischers zwischen  $L_1$  und  $L_2$  wurde die Phasenänderungen mit  $6^\circ$  ermittelt.

$$\Delta t_3 \approx 11 \text{ psec}$$

$\Delta t_4$ : Die temperaturabhängigen Meßfehler konnten nicht systematisch untersucht werden. Eine Änderung der Laufzeiten nach dem Einschalten des kalten Empfängers durch Eigenerwärmung der Komponenten wurde jedoch nicht festgestellt.

$$\Delta t_4 < 3,5 \text{ psec}$$

$\Delta t_5$ : Im Meßprotokoll für den AGC-Abschwächer (Anhang 6) ist die Phasenänderung jeder einzelnen Dämpfungsstufe angegeben. Bei Einsatz der Stufen 1 bis 6 ergibt sich eine Phasenverschiebung zwischen  $-4,2^\circ$  und  $+1^\circ$ . Dies ist der einzige systematische Fehlerbeitrag zwischen verschiedenen Satellitensignalen.

$$\Delta t_5 \approx 9 \text{ psec}$$

$\Delta t_6$ : Auch zur Messung dieses Fehlers wurde der L-Band-Oberwellengenerator an den Antenneneingang angeschlossen. Die  $L_1$ -Oberwelle dient als Meßsignal. Durch Variation der DFS-Frequenz zwischen  $230 \text{ kHz} + 30 \text{ Hz}$  und  $230 \text{ kHz} - 30 \text{ Hz}$  wurden die Mischfrequenzen mit den maximal vorkommenden Dopplerverschiebungen durchgestimmt. Die dabei gemessene Phasenänderung betrug etwa  $4^\circ$ .

$$\Delta t_6 \approx 7 \text{ psec}$$

$\Delta t_7$ : Dieser Fehler enthält die Differenz zwischen Phasen- und Gruppenlaufzeit im analogen Teil des Empfängers. Die Gruppenlaufzeit konnte jedoch nicht gemessen werden, weil dazu die noch fehlenden Programmteile der Amplitudendifferenz-Regelschleife (Kap. 6.5) benötigt würden. Der Betrag von  $\Delta t_7$  ist daher noch unbestimmt.

Wichtig für die genaue Funktion der beiden Regelschleifen ist jedoch, daß die einkanalige Auslegung des Empfängers und die digitalen Regelfilter gewährleisten, daß die Änderung von  $\Delta t_7$  vernachlässigbar klein bleibt.

$\Delta t_8$ : Der kombinierte statistische Meßfehler aus Signalrauschen und Instabilität des Referenz-Normals ergibt sich aus Abb. 3-9.

Die Summierung der systematischen Fehlerbeiträge, was dem größtmöglichen Empfängerfehler entspricht, ergibt  $\Delta t_{\text{ges}} \approx 30,5 \text{ psec}$ . Daraus folgt ein Streckenmeßfehler von ca. 9 mm.

## 8. Zusammenfassung und Schlußfolgerung

In der vorliegenden Arbeit wurde die Entwicklung eines Meßgerätes beschrieben, das bis zu 4 Signale von verschiedenen Satelliten des Global Positioning Systems quasi gleichzeitig empfängt, durch Kreuzkorrelation mit empfangereigenen Referenzsignalen die Gruppenlaufzeiten der Signale mißt und daraus unmittelbar einen Standort bestimmt.

Da bisher weder allgemein noch speziell eine systematische Analyse von Meßfehlerbeiträgen von GPS-Empfängern bekannt ist, die insbesondere auch die hohen Genauigkeitsanforderungen der Geodäsie sachgerecht berücksichtigt, bestand die primäre Zielsetzung, die physikalischen und meßtechnischen Grenzen der Empfänger-Meßgenauigkeit zu untersuchen und bei der Realisierung des Empfängers die systematischen Fehlerquellen möglichst zu minimieren. Nur die Kenntnis sowohl der prinzipiellen Grenzen des Meßverfahrens als auch der spezifischen systematischen Fehler des verwendeten Meßgerätes erlauben eine Unterscheidung von anderen Fehlerinflüssen (Fehlerbeiträge der Signalausbreitungsmedien Ionosphäre und Troposphäre und des Satellitensystems), die zusätzlich das Meßergebnis beeinträchtigen.

Ausgehend von einem Empfängerkonzept, das in den meisten GPS-Navigationsgeräten realisiert ist, aber auch in dem als geodätischen Empfänger bezeichneten TI 4100 Anwendung findet, wurden zunächst alle relevanten instrumentellen Fehlereinflüsse zusammengestellt, die in den verschiedenen Teilen eines GPS-Empfängers entstehen.

Der statistische Fehler, der die physikalische Meßgrenze darstellt, hängt bei der Phasen- und Gruppenlaufzeitmessung von der Oszillatorstabilität und dem thermischen Eigenrauschen des Empfängers, bei der Phasenmessung zusätzlich von der Frequenz des Signals und bei der Gruppenlaufzeitmessung zusätzlich von der Chiplänge des zugrundeliegenden Codes ab.

Die Stabilität des Referenz-Oszillators wurde im Langzeitbereich durch die Allan-Varianz der Gangabweichung als Funktion der Meßzeit und im Kurzzeitbereich durch sein Spektrallinienprofil charakterisiert.

Die kombinierte Linienbreite von Empfänger-Referenzoszillator und Satellitenoszillator bestimmt die Bandbreite, innerhalb der die spektrale Leistungsdichte des korrelierten Nutzsignals über der thermischen Rauschleistungsdichte liegt. Diese Bandbreite beträgt im realisierten Empfänger etwa 1 Hz. Der thermische Anteil des Rauschens kann durch Verminderung der Korrelatorbandbreite bis auf diesen Wert linear reduziert werden. Bei weiterer Reduktion der Bandbreite dominiert das angenähert gaußförmige Seitenbandrauschen des Korrelatorsignals die statistische Verteilung der Meßwerte. Die Genauigkeit des Mittelwertes aus diesen Meßwerten verbessert sich dann nur noch mit der Wurzel der Meßzeit. Diese Bandbreitenreduktion erfolgt in den Regelschleifen des Empfängers, welche die Referenzsignale den Eingangssignalen nachführen. Von der Langzeitstabilität des Oszillators hängt die Dauer der sinnvollen Meßzeit ab, in der die Integration der einzelnen Meßwerte noch zu einer Steigerung der Meßgenauigkeit führt. Eine weitere fundamentale Begrenzung ergibt sich aus den Doppler-

änderungsraten der Signalfrequenzen, da diese die minimal möglichen Reglerbandbreiten bestimmen. Diese Grenze ist jedoch nur für die Phasenänderung des Korrelatorsignals von Bedeutung, für welche die erforderliche Filtergrenzfrequenz etwa 1 Hz beträgt.

Das dem Nutzsignal überlagerte Rauschen, das vom Empfängerrauschen und den gewählten Filterbandbreiten abhängt, wurde in Phasen- und Amplitudenrauschen aufgeteilt. Es wurde gezeigt, daß das Amplitudenrauschen die Genauigkeit der Gruppenlaufzeitmessung, das Phasenrauschen die der Phasenmessung beeinflusst. Es wurden Gleichungen abgeleitet, die als Funktion der Integrationszeit mit dem Empfänger-Parameter Eingangs-Signal-Rauschabstand bei vorgegebener Korrelatorbandbreite eine Abschätzung dieser statistischen Fehler ermöglichen, welche die prinzipielle Genauigkeitsgrenze darstellen.

Das Ergebnis zeigt, daß bei einer Empfängerrauschzahl von  $F = 2$ , Verwendung einer Antenne mit hemisphärischer Richtcharakteristik und eines Quarzoszillators, der für Integrationszeiten zwischen 1 und 100 sec eine Stabilität von  $10^{-12}$  besitzt, der kombinierte statistische Streckenfehler aus Signalrauschen und Oszillatorinstabilität für die in einem GPS-Empfänger vorliegenden Meßgrößen die folgende Fehlergrenze aufweist:

- für die Phase des Korrelatorsignals: 0,3 mm
- für die Gruppenlaufzeit des P-Codes: 0,6 mm
- für die Gruppenlaufzeit des C/A-Codes: 6 mm

Die tatsächliche Meßgenauigkeit eines Empfängers hängt zusätzlich von der Größe seiner verschiedenen systematischen Fehlerbeiträge ab.

Eine von Müller [83] vorgenommene Auswertung neuerer Gruppenlaufzeitmessungen mit einem GPS-Empfänger vom Typ TI 4100 zeigt, daß nach Abzug aller bekannten oder modellierbaren Fehlereinflüsse noch ein Restfehler in der Dimension von Metern verbleibt. Darin sind neben dem Fehleranteil durch Reflektionssignale auch die internen gerätespezifischen Fehler enthalten, die bei diesem Empfänger nicht bekannt sind. Es läßt sich zeigen, daß dieses Empfängerkonzept für eine hohe Genauigkeitsanforderung an die Gruppenlaufzeitmessung nicht optimal ist.

Eine Betrachtung der prinzipiellen Ursachen der verschiedenen systematischen Fehlerbeiträge von GPS-Empfängern zeigt, daß sie durch spezielle meßtechnische Lösungen zum großen Teil vermieden oder zumindestens minimiert werden können. Die Berücksichtigung dieser Erkenntnisse führte zu folgenden konzeptionellen Merkmalen des entwickelten Laborgerätes:

- Die Festlegung der ersten Mischfrequenz in der Mitte zwischen den GPS-Frequenzen  $L_1$  und  $L_2$  minimiert den Frequenzumschaltfehler und auch die Rauschzahl des Empfängers, da Filter zur Spiegelfrequenzunterdrückung entfallen können.
- Durch Nachführung aller Mischfrequenzen entsprechend der Dopplerverschiebung und durch eine konstante letzte Zwischenfrequenz wird der frequenzabhängige Laufzeitfehler minimiert.

- Die Verwendung eines gemeinsamen Oszillators für die Nachführung der Doppleränderung von Codetaktfrequenz und Korrelator-signalphase, die Zusammenlegung von Phasen- und Gruppenlaufzeitmessung auf einen Kanal sowie der Einsatz von speziellen digitalen Filtern mit identischen Phasen- und Gruppenlaufzeiten ergeben eine konstante Differenz zwischen Phasen- und Gruppenlaufzeit innerhalb des Empfängers.
- Der Einsatz eines digital steuerbaren Präzisions-Abschwächers minimiert die Laufzeitschwankungen bei unterschiedlichen Signalstärken.
- Durch Zeitmultiplexen des Empfängers zwischen den verschiedenen Satellitensignalen werden temperatur- und alterungsabhängige Laufzeitfehler eliminiert.

Die Realisierung des Empfängers erfordert eine komplexe Mischfrequenzaufbereitung, um eine hohe Einstellgenauigkeit von Frequenz und Phase mit guter spektraler Reinheit zu kombinieren. Die weitgehende Nebenwellenfreiheit der Mischfrequenzen ist unerlässlich zur Vermeidung von zusätzlichem Rauschen und Störsignalen aus unerwünschten Frequenzbereichen. Sie wird erreicht durch die hochgenaue Grundfrequenzerzeugung mit einem digitalen Frequenzsynthesizer aus dem Frequenznormal-Signal und die anschließende Ausfilterung der mitentstandenen Nebenwellen in den Mischfrequenzsynthesizern, welche die erwünschten Oberwellen für die Mischfrequenzen generieren.

Die Messung der internen systematischen Fehlerbeiträge des Empfängers ergibt einen Gesamtfehler von maximal 9 mm. Damit ist gezeigt, daß erst durch den speziell für geodätische Messungen optimierten Empfänger der Fehlerbeitrag etwa auf die gleiche Größe wie der zu erwartende zufällige Meßfehler von 6 mm bei der C/A-Code-Gruppenlaufzeitmessung begrenzt werden kann. Die mit dem P-Code zu erwartende höhere statistische Meßgenauigkeit von 0,6 mm kann nicht sinnvoll genutzt werden, weil systematische Laufzeitfehler den theoretischen Vorteil zunichte machen. Die verbreitete Meinung, daß die Verwendung des P-Codes generell die höchste realisierbare Meßgenauigkeit zur Folge hat, ist daher nicht zu halten. Gleichfalls sind unzutreffende Auffassungen über die prinzipielle Genauigkeit der Gruppenlaufzeitmessung zu korrigieren, die auf einem ungenauen Verständnis des Meßprozesses basieren (z.B. [84]).

Durch Mehrwege-Empfang können zusätzliche momentane Fehler erzeugt werden, die bis zu zwei Größenordnungen über den systematischen Empfängerfehlern liegen. In Fällen, wo sehr starke Reflexionen auftreten, ist es erforderlich, die Punktbestimmung allein mit den Phasenmeßwerten durchzuführen, da diese durch Reflexionen nur wenig beeinträchtigt werden. Der Meßgeschwindigkeitsvorteil der Gruppenlaufzeitmessung geht dann verloren. In Fällen, wo die Stärke der Reflexionssignale um mehr als etwa 45 dB unter der Leistung des direkten Signals liegt, bietet die Auswertung der Gruppenlaufzeit eine vorteilhafte Alternative zur bisher durchweg üblichen Phasenmeßmethode.



## 9. Literatur

- [1] Milliken, R.J., Zoller, C.J.  
"Principle of Operation of NAVSTAR and System Characteristics", Navigation, Vol.25, No.2, 1978
- [2] Spilker, J.J., Jr.  
"GPS Signal Structure and Performance Characteristics." Navigation, Vol.25, No.2, Summer 1979
- [3] TI 4100 Navstar Navigator Owners Manual, Texas Instruments, Lewisville, Texas, 1984
- [4] Counselman III, C.C.  
"Miniature Interferometer Terminals for Earth Surveying (MITES)", CSTG Bulletin, March 1981
- [5] Interface Control Document ICD-GPS-200  
Rockwell International Co., California, 1984
- [6] Birdsall  
"Introduction to Linear Shift-Register Generated Sequences." The University of Michigan, Dep. of Electronics Laboratory, Tech. Rep. No. 90, 1958
- [7] Golomb  
"Shift Register Sequences", Holden-Day, San Francisco 1967
- [8] Gold, R.  
"Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing." IEEE Trans. on Info. Theory, pp. 619-621, 1967
- [9] Van Dierendonck, A.J., Russell, S.S., Kopitzke, E.R., Birnbaum, M.  
"The GPS navigation message.", Special Publ. of Navigation, pp. 55-73, 1980
- [10] Saur, E.  
"Korrelationsverfahren und Empfänger-Konzept zur Nutzung des GPS-Satellitensystems für hochgenaue Standortbestimmungen für geophysikalische und geodätische Anwendungen", Diplomarbeit Universität Bonn, 1984
- [11] Bracewell, R.N.  
"The Fourier Transform and its Application", McGraw-Hill, Kogakusha, Tokyo, 1978
- [12] Best, R.  
"Theorie und Anwendungen des Phase-locked Loops", AT Verlag Aarau, Schweiz, 1981
- [13] Jackson, J.D.  
"Classical Electrodynamics", John Wiley & Sons, New York 1975

- [14] Counselman, J.  
"Geodetic Accuracy of the MACROMETER Model V-1000", Bulletin Geodesique, No. 58, Paris 1982
- [15] Beck, N., Delikaraoglou, D., Lochhead, K., McArthur, D.J., Lachapelle, G.  
"Preliminary Results of the Use of Differential GPS Positioning for Geodetic Applications", Position Location and Navigation Symposium, San Diego, November 28-30, 1984
- [16] Counselman III, C.C.  
"Verfahren und Vorrichtung zum Messen von Basisvektoren mittels Funkinterferometrie unter Verwendung von von GPS-Satelliten stammenden Funksignalen", Offenlegungsschrift DE 3305478 A1, Deutsches Patentamt, München, 15.9.1983
- [17] Rogers, A.E.E.  
"Broad-Band Passive 90° RC Hybrid with Low Component Sensitivity for Use in the Video Range of Frequencies, Proc. IEEE Vol.59, pp. 1617-1618, 1971
- [18] Counselman III, C.C., Gourevitch, S.A.  
"Miniature Interferometer Terminals for Earth Surveying: Ambiguity and Multipath with Global Positioning System", IEEE Trans. Geosci. Rem. Sens., vol. GE-19, pp. 244-252, Oct. 1981
- [19] Turin, G.L.  
"Introduction to Digital Matched Filters", Proc. IEEE, Vol. 64, No. 7, pp. 1092-1112, 1976
- [20] Spilker, J.J., Jr.  
"Digital Communication by Satellite.", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1977
- [21] Dixon  
"Spread Spectrum Systems", John Wiley & Sons, New York 1976
- [22] Lawrence, R.S., Little, C.G., Chivers, H.J.A.  
"A Survey of Ionospheric Effects Upon Earth-Space Radio Propagation", Proc. IEEE pp. 4-27, Jan. 1964
- [23] Davies, K., Fritz, R.B., Crubb, R.N., Jones, J.E.  
"Some early results from the ATS-6 Radio Beacon Experiment", Radio Science, Vol. 10, No. 8,9, pp. 785-799, Aug.-Sept. 1975
- [24] Titheridge, J.E., Buonsanto, M.J.  
"Annual variations in the electron content and height of the F layer in the northern and southern hemispheres, related to neutral composition", Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, Vol. 45, No. 10, pp. 683-696, 1983

- [25] *Tscherning, C.C.*  
"Correlation Between Time Dependent Variations of Doppler-Determined Height and Sunspot Numbers", *Journal of Geophysical Research*, Vol. 90, No. B6, pp. 4589-96, May 1985
- [26] *Yeh, K.C., Yang, C.C.*  
"Mean Arrival time and Mean Pulsewidth of Signals Propagating Through a Dispersive and Random Medium", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. AP-25, No. 5, pp. 710-713, Sept. 1977
- [27] *Yakos M.D., Hirt, E.H.*  
"Time Dissemination Using Navstar Global Positioning System (GPS) Phase IIB User Equipment", *Navigation*
- [28] *Chao, A.M.*  
"Low Cost RF/LSI Technologies for Commercial GPS Receivers", *Microwave Systems Applications Technology Conference*, Washington, D.C., March 1983
- [29] *Ould, P.C., Van Wechel, R.J.*  
"All-Digital GPS Receiver Mechanization", *National Aerospace Meeting at Trevoise, Pennsylvania*, 8-10 April 1981
- [30] *Elrod, B.D., Bustamante, H.A., Natali, F.D.*  
"A GPS Receiver Design for General Aviation Navigation", *Navigation*
- [31] *Bonin, G.*  
"Exemple de réalisation française d'un récepteur NAVSTAR", *Société SERCEL*, Oct. 1984
- [32] *Yiu, K.P. Crawford, R., Eschenbach, R.*  
"A Low-Cost GPS Receiver for Land Navigation", *Navigation* Vol. 29, No.3, Fall 1982
- [33] *Murphy, J.W., Yakos, M.D.*  
"Collins Avionics Navstar GPS Advanced Digital Receiver", *Navigation*, pp. 107-116, 1983
- [34] *Ward, P.W.*  
"An Advanced Single-Channel NAVSTAR GPS Multiplex Receiver With up to Eight Pseudochannels", *Special Publication of Navigation* Vol. II, pp. 78-94, 1984
- [35] *Ward, P.W.*  
"An Advanced NAVSTAR GPS Multiplex Receiver", *IEEE PLANS '80 Position Location and Navigation Symposium*, Atlantic City, N.J., Dec. 1980
- [36] *Ward, P.W.*  
"An Advanced NAVSTAR GPS Geodetic Receiver", *3rd International Geodetic Symposium on Satellite Doppler Positioning*, Las Cruces, New Mexico, Feb. 1982

- [37] Johnson, C.R., Ward, P.W., Lindley, J.H., Maher, R.A., Holmes, J.D., Fuchser, T.D.  
"Global Position System (GPS) Multiplexed Receiver", US Patent No. 4,468,793, Aug. 28, 1984
- [38] Koch, H.  
"Transistorempfänger", Franzis-Verlag München, 1975
- [39] Kraus, J.D.  
"Radio Astronomy", McGraw-Hill, New York, 1966
- [40] Kulesza, B.L.J.  
"General Theory of a Lattice Mixer", Proc. IEE Vol. 118 No. 7, S. 864-870, Juli 1971
- [41] Alpha Industries, Inc., Application Note 80800, Woburn, Mass., USA
- [42] Tietze U., Schenk, C.  
"Halbleiter-Schaltungstechnik", Springer-Verlag, Berlin, 1978
- [43] "Precision Time and Frequency Handbook", Efratom, 4th Edition, 1985
- [44] K & L Quartztek,  
Catalog of Crystal Devices, Phoenix, Arizona, USA, 1983
- [45] Bishop, G.J., Klobuchar, J.A.  
"Multipath Effects on the Determination of Absolute Ionospheric Time Delay from GPS signals", Radio Science, Vol. 20, No. 3, pp. 388-396, 1985
- [46] General Dynamics, Electronics Division, Final User Field Test Report for the NAVSTAR Global Positioning System Phase I, Major Field Test Objective No. 17: Environmental Effects, Multipath Rejection, Rep. GPS-GD-025-C-US-7008, Sect. II, pp. 1-7, San Diego, Calif., March 28, 1979
- [47] Heilmann, A.  
"Antennen III", BI Hochschultaschenbücher-Verlag, Mannheim, 1970
- [48] Thomas, J.B.  
"Functional Description of Signal Processing in the Rogue Receiver", JPL Publ. 88-15, Pasadena, Cal., June 1988
- [49] Beier, W.  
Patentanmeldung P 3601576.8, SEL AG, Stuttgart, 20.1.1986
- [50] Hui, P.J.  
"Impact of Different GPS Signal Processing Techniques on Geodetic Equipment Design", Proc. of the 3rd Internat. Geod. Symp. on Sat. Doppler Positioning, Vol. 2, pp. 1197-1212, Mexico State University, Feb. 8-12, 1982

- [51] Hatch, R.  
"The Synergism of GPS Code and Carrier Measurements", Proc.  
3rd International Geodetic Symposium on Satellite Doppler  
Positioning, Vol. 2, pp. 1213-1228, Las Cruces, New Mexico,  
Feb. 1982
- [52] Claar, A.  
"Elektronisch schaltbare Dämpfungsglieder", UKW-Berichte  
Heft 2, S.87-101, 1987
- [53] MC4344/MC4044 Phase-Frequency Detector, Datenblatt Motorola,  
1973
- [54] Nash, G.  
"Phase-Locked Loop Design Fundamentals", Application Note  
AN-535, Motorola
- [55] Gorsky-Popiel, J.  
"Frequency Synthesis Techniques and Applications", IEEE  
Press, New York, 1975
- [56] Worley, J.M.  
"High-Resolution Digital Sinewave Generation", Electronics  
Letters, Vol.19, No.3, pp 123-24, Feb. 1983
- [57] Mehrgardt, S., Alrutz, H.  
"Digitaler Sinusgenerator hoher Präzision", Elektronik,  
5, S. 53-57, 11.3.1983
- [58] Shipow, A.  
"Harmonic Generators", Microwave Journal, pp. 73-74, Feb.  
1978
- [59] Tospann, F.-J.  
"Phasengeregelte Oszillatoren für Radargeräte im L- und S-  
Band", Frequenz Vol.33, Nr.9, S. 259-62, Sep. 1979
- [60] Koch, H.  
"Transistorsender", 3. Aufl., Franzis-Verlag, München, 1972
- [61] Leonhard, W.  
"Einführung in die Regelungstechnik", 2. Auflage, Vieweg-  
Verlag, Braunschweig, 1984
- [62] Hamilton, S.  
"FM and AM Noise in Microwave Oscillators", Microwave  
Journal, pp. 105-109, June 1978
- [63] Neubig, B.  
"Entwurf von Quarzoszillatoren", UKW-Berichte, Vol.19, Nr.2  
und 3, 1979
- [64] "Technische Information Schwingquarze", Kristallverarbeitung  
Neckarbischofsheim, Ausgabe 1981

- [65] "Design Guide to the Selection and Application of EMI Shielding Materials", TECKNIT, Cranford, N.J., USA, 1982
- [66] Costas, J.P.  
"Synchronous Communications", Proc. IRE, Vol.44, No.12, pp. 1713-17, Dec. 1956
- [67] Makariou, A.H., Farrell, P.G.  
"Novel P.S.K. Tanlock Loop", Electronics Letters, Vol.16, No.25, pp. 957-58, Dec. 1980
- [68] Sarkar, B.C.  
"On the Choice of the Structure Parameter of a Tan-Lock Phase Detector", Journal of EEE, Australia - IE Aust. & IREE Aust., Vol.5, No.1, pp. 75-78, March 1985
- [69] Considine, V.  
"Digital Complex Sampling", Electronics Letters, Vol.19, No.16, Aug. 1983
- [70] Painter, J.H., McClung, D.A., Reininger, R.C.  
"A Costas Loop with Tangent Error Signal For Use In Navstar GPS Avionics", IEEE-Publication CH1336-7/78, 1978
- [71] Makaraous, A., Tozer, T.C.  
"False-Lock Avoidance Scheme For Costas Loops", Electronics Letters, Vol.17, No.14, pp. 490-92, July 1981
- [72] Gardner, F.M.  
"Hangup in Phase-Lock Loops", IEEE Trans. Commun., Vol. Com. 25, pp. 1210-14, Oct. 1977
- [73] Leitão, J.M.N., Moura, J.M.F.  
"Reducing The Error Diffusion Rate In Absolute Phase Estimation", in Signal Processing II: Theories and Applications, H.W. Schüssler (ed.), Elsevier Science Publishers, B.V. (North Holland), Eurasip, pp. 507-10, 1983
- [74] Hasan, P., Brunk, M.  
"Exact Calculation of Phase-Locked Loop Lock-in Frequency", Electronics Letters, Vol.22, No.25, pp. 1340-41, Dec. 1986
- [75] Ruddell, A.J., Rosie, A.M.  
"Digital-Phase-Locked-Loop Phase-Error Variance", Electronics Letters, Vol.11, No.17, pp. 399-400, Aug. 1975
- [76] Sarkar, B.C., Bhattacharya, A.K., Ray, S.K., Biswas, B.N.  
"An Analysis on the Noise Performance of Phase Detectors", Proc. of IREE Aust., pp. 119-21, Sept. 1980
- [77] Biswas, B.N., Ray, S.K., Majumdar, T., Bhattacharya, A.K.  
"Sampling and Quantizing Noise Minimization of a Digital Phase-Locked Loop", Proc. IEEE, Vol.66, No.7, July 1978

- [78] *Sheffelman, E.H.*  
 "The Transfer Characteristic of a Linear Phase Detector when  
 Input Signal-Noise Ratio is Small", Proc. IEEE, p. 694, May  
 1967
- [79] *Rabiner, L.R., Cooley, J.W., Helms, H.D., Jackson, L.B.,  
 Kaiser, J.F., Rader, C.M., Schafer, R.W., Steiglitz, K.,  
 Weinstein, C.J.*  
 "Terminology in Digital Signal Processing", IEEE Trans.  
 Audio electroacoust., Vol. AU-20, pp. 322-37, Dec. 1972
- [80] *Möhrmann, K.H.*  
 "Zur Dimensionierung phasenlinearer digitaler Filter", Fre-  
 quenz, Vol. 37, Nr. 7, S. 166-73, 1983
- [81] *Heute, U.*  
 "Hardware Considerations for Digital FIR Filters Especially  
 with Regard to Linear Phase", Arch. Elek. Übertragung,  
 Vol. 22, pp. 116-20, Mar. 1975
- [82] *Meeks (editor)*  
 Methods of Experimental Physics, Vol. 12 B, p. 210
- [83] *Müller, A.*  
 Doktorarbeit in Vorbereitung, Bonn, 1989
- [84] *Bauer, M.*  
 "Vermessung und Ortung mit Satelliten", Wichmann Verlag,  
 Karlsruhe, 1989

## 10. Anhang

### I. Datenblätter und Meßprotokolle:

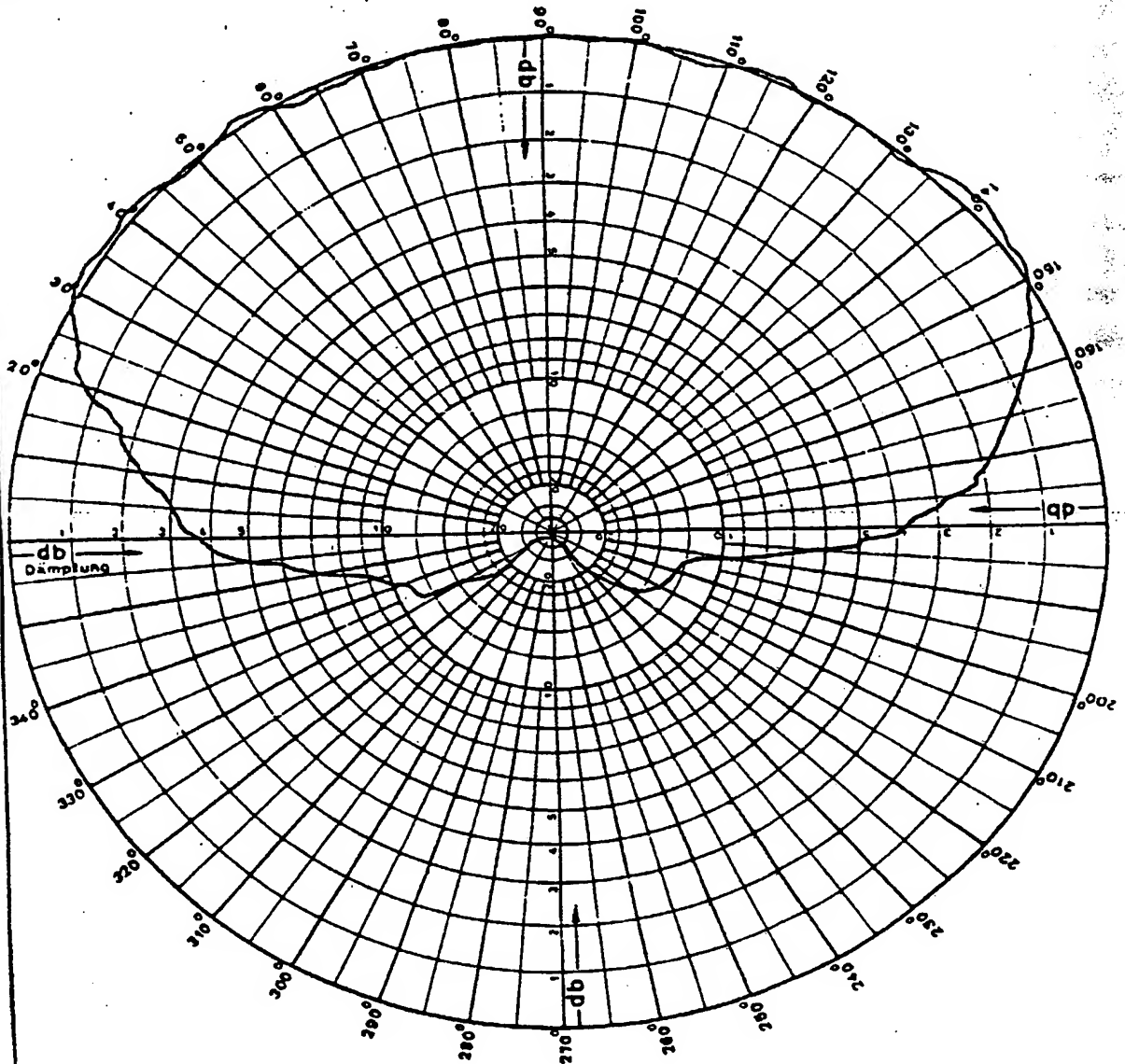
- (1) Antenne
- (2) SSB-Mischer
- (3) ZF-Filter (breit)
- (4) ZF-Filter (schmal)
- (5) ZF-Verstärker
- (6) Stufenabschwächer
- (7) 10 MHz-Verstärker
- (8) Rubidium-Atomnormal
- (9) DFS-Tiefpaßfilter
- (10) 1,4 GHz Cavity-Filter

### II. Verzeichnis der Adressen und Datenformate

Anhang 11



# Anhang 1



Polarisation <input type="radio"/> horizontal <input type="radio"/> vertikal	V-R-V gedehnt <input type="radio"/> 10 dB <input type="radio"/> 20 dB	Frequenz <u>1.575,42 MHz</u>	Halbwerts- breite <u>50 Ω</u>	Fußpunkt- widerst. <u>50 Ω</u>
Bemerkungen <u>Sendeeinst. Zirkular</u>		Benennung <u>Wendelstrahler</u>		
Datum <u>27.09.85</u>	Name <u>EGA, L.</u>	Nr. <u>120 810 - EGA 3000</u>	Blatt 	Blatt 

Datenblatt ONV 511

Eingangsfrequenz	1575.42 MHz
Bandbreite	5 MHz
Gain (1570-1580 MHz)	> 40 dB
Noise Figure gemessen	< 7,5 dB
≅ Noise Figure ohne 3dB Hybrid	< 4,5 dB
Spiegelfrequenz-Unterdrückung	> 50 dB
Gaindiff. Eing.1 Eing.2	< 0,5 dB
Phasendiff. Eing. 1 Eing. 2	90° ± 5°
Pin (1dB Komp.) F <sub>stör</sub> = 1635 MHz	0 dBm
VSWR Eing. 1 Eing. 2	> 14 dB
Ausgang	> 14 dB
Eingangsentkopplung	> 20 dB

Anhang 2

TEST DATA SHEET  
IMAGE REJECTION MIXER

MODEL NUMBER IRDM 1-2/160  
SERIAL NUMBER 23-237-1

DATE 11/27/85  
DATA BY P.E.

INPUT FREQUENCY RANGE 1 GHz to 2 GHz  
TYPICAL LO POWER LEVEL +11.5 dBm  
IF FREQUENCY RANGE 135 MHz to 185 MHz

FREQUENCY (GHz)	CONVERSION LOSS (dB)	IMAGE REJECTION (dB)	LO TO RF ISOLATION (dB)
<u>1</u>	<u>6.0</u>	<u>21.5</u>	<u>20.2</u>
<u>1.2</u>	<u>6.0</u>	<u>22.0</u>	<u>27.0</u>
<u>1.6</u>	<u>5.5</u>	<u>30.5</u>	<u>29.5</u>
<u>1.8</u>	<u>5.5</u>	<u>22.5</u>	<u>29</u>
<u>2</u>	<u>5.5</u>	<u>21.5</u>	<u>30</u>

COMMENTS \_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_

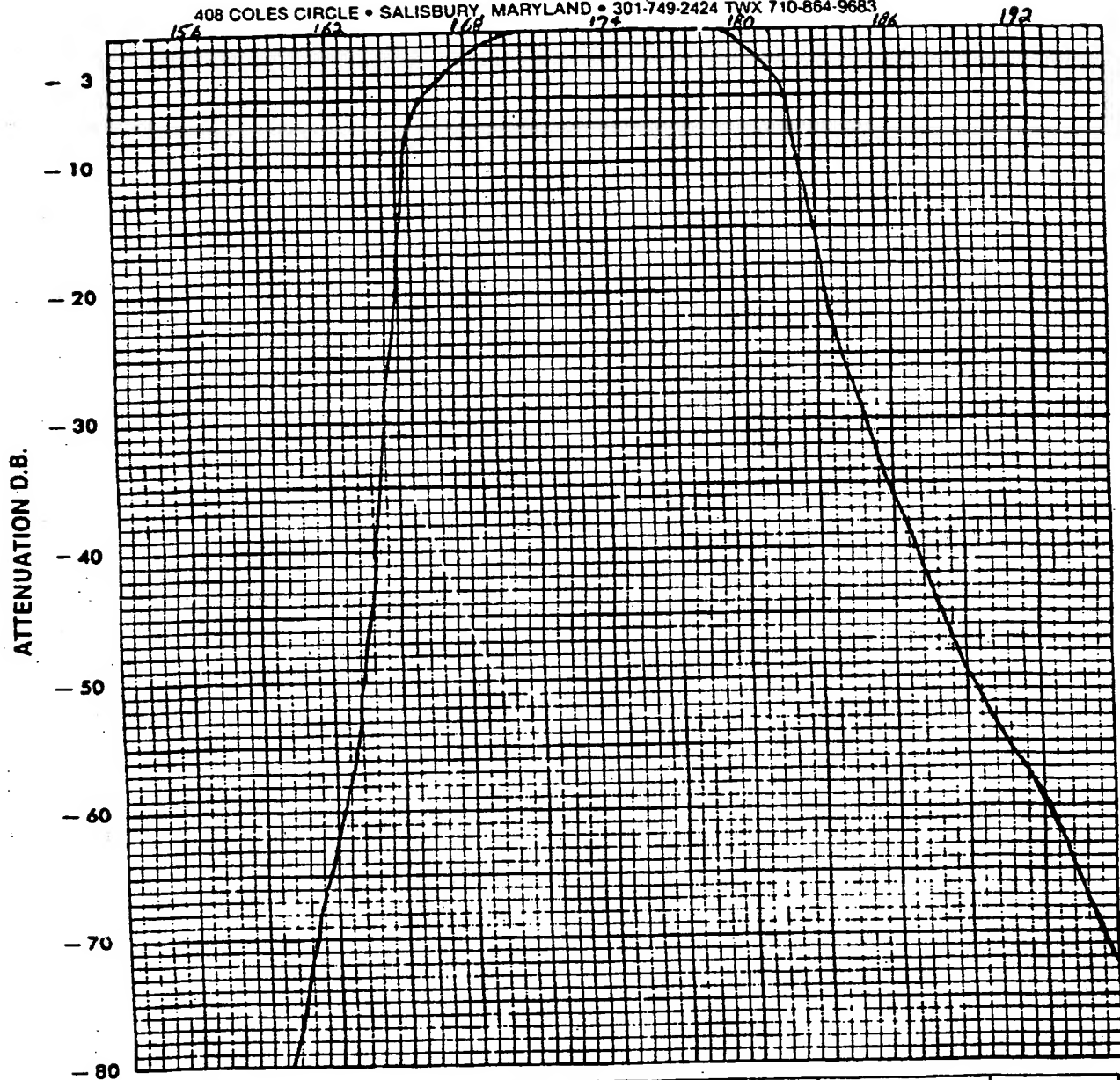
RHG ELECTRONICS LABORATORY, INC.  
161 EAST INDUSTRY COURT  
DEER PARK, NEW YORK 11729  
(516) 242-1100

(IRM)

Anhang 3



408 COLES CIRCLE • SALISBURY, MARYLAND • 301-749-2424 TWX 710-864-9683



PART NO. 8AC10-174/13-0/0  
 SERIAL NO. FH693-1 JOB NO. F2574  
 TEST ENG. Kwhite  
 QUALITY CONTROL DDG   
 DATE 27 Mar 86

FREQ. MHz	LOSS D.B. ABSOLUTE	VSWR
1. 174	2.9	1.5:1
1. 162.0	5.9	165.8
1. 181.0	5.9	180.9
1.		
1.		

Anhang 4

**elisa** electronic systems ltd.

# TECHNICAL

# DATA

<b>B.P. FILTER</b>	MODEL MH-1190MN-6
	SER. NO. 1057

TOMER :

CIAL REQUIREMENTS :

173.9 / 1.7 MHz

## EMISSION LOSS

REQ.						12305		173.9		174.25							SIG:
DB						14.1		12.1		14.2							DATE:

## TENUATION

REQ.		170.4	172.1	174.4	177.9						175.92	178.4	177.7	177.8			SIG:
DB		60	50	40	30						30	40	50	60			DATE:

REQ.

DB

SIG:

DATE:

## S.W.R. III, OUT

REQ.							173.05	→	174.25								SIG:
WR, IN								1: 5: 1									DATE:
WR, OUT								1: 3: 1									

SIG:

DATE:

01/12/82  
9.2.82

RIG ELECTRONICS LABORATORY, INC.

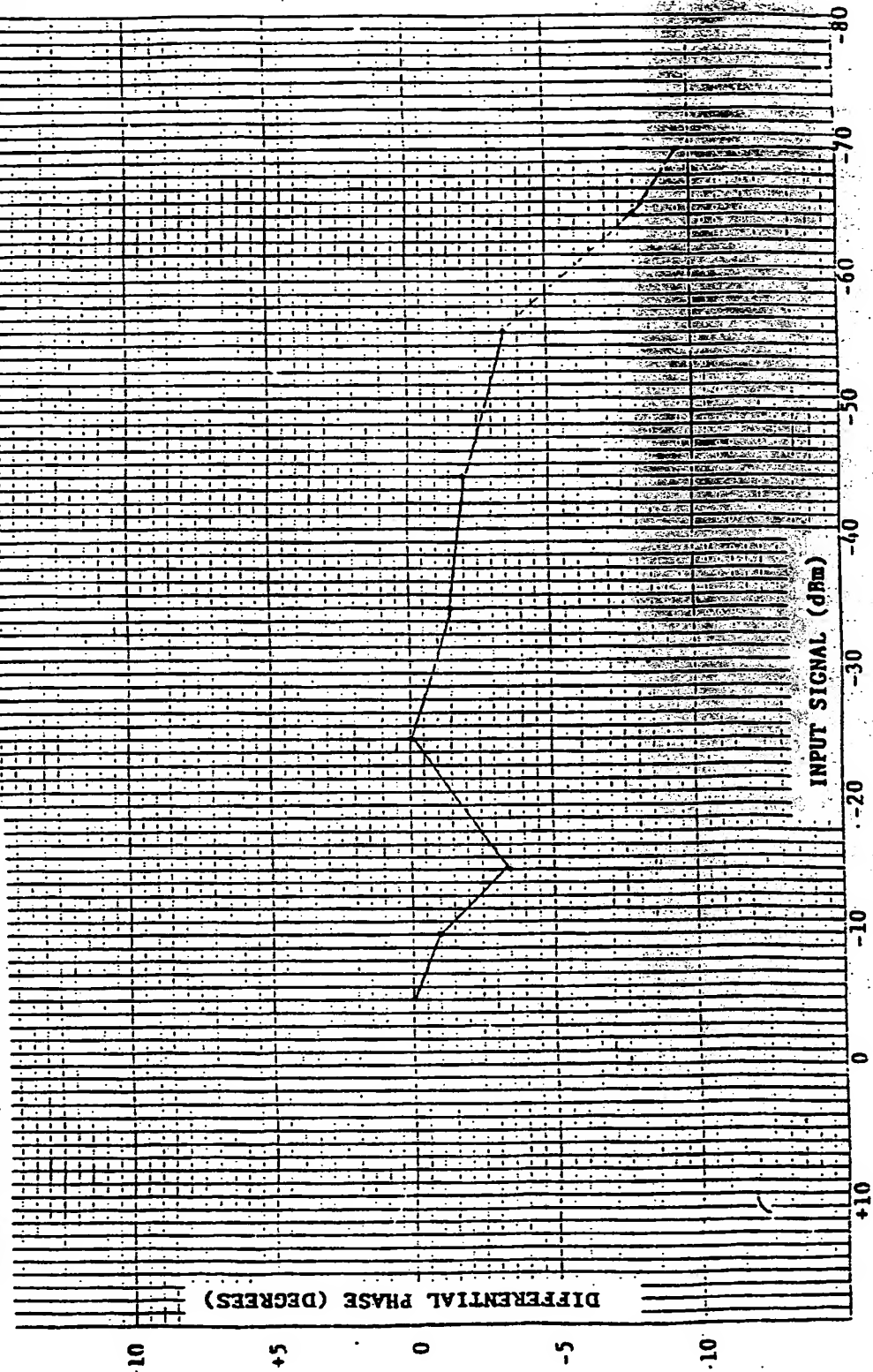
DATA MEASURED WITH HP8405A

VECTOR VOLTMETER

PHASE VARIATION VS. SIGNAL LEVEL

MODEL NUMBER FCUL16040

SERIAL NUMBER 23-237-2



Anhang 6

DATA SHEET

DOCUMENT NO. 700A0616

DATE 13 OCT. 1984

REV. B *W. G.*

PAGE 1 of 1

P/N 100D1438-\*\*\*-BASIC 8 BIT ATTENUATOR

FREQUENCY 30 - 300 MHz \*\*TEST FREQUENCY 175 MHz

S/N 623

BIT	ATTENUATION			RETURN LOSS 17.7dB MIN	PHASE*** STABILITY	DC POWER +5V @300mA NOM
	NOM (dB)	ACTUAL (dB)	LIMIT (dB)			
THRU	0	2.17	3.5 MAX	20	+156	274
1	0.5	0.52	0.38-0.62	23	-1.0	
2	1	1.05	0.83-1.17	23	-1.1	
3	2	2.00	1.81-2.19	20	+0.8	
4	4	4.02	3.77-4.23	19	-1.2	
5	8	7.99	7.69-8.31	20	+0.2	
6	16	15.9	15.5-16.5	22	-0.9	
7	16	15.9	15.5-16.5	24	+0.5	
8	16	15.8	15.5-16.5	20	-1.7	
1-2	1.5	1.61	1.32-1.68	24	-1.4	
1-3	3.5	3.63	3.28-3.72	26	-0.3	
1-4	7.5	7.64	7.20-7.80	20	-1.2	
1-5	15.5	15.5	15.0-16.0	20	-0.7	
1-6	31.5	31.5	30.7-32.3	22	-1.0	
1-7	47.5	47.6	46.4-48.6	22	-0.1	
1-8	63.5	63.0	62.1-65.0	22	-2.6	

LOGIC: "1" = THRU YES ☒ NO ☐

RETURN LOSS OF 17.7dB MIN = VSWR OF 1.30/1 MAX

\* VERIFY CONNECTOR TYPE: N ☐ BNC ☐ SMA ☒ TNC ☐

\*\*\* PHASE STABILITY: +/- 2° @ fo between 30-70MHz  
 +/- 3° @ fo between 70-150MHz  
 +/- 4° @ fo between 150-200MHz  
 +/- 5° @ fo between 200-300MHz

VISUAL/MECHANICAL  DATE 7/2/86 TEST  DATE 7-2-86





Test Data is provided on all RHG products. Additionally, RHG will provide dependable and rapid service, technical assistance and assure product support to our customers. Warranty provisions are outlined on the attached sheet.

**ELECTRICAL TEST DATA**MODEL NO: ET 1002 RFI SMA DATE: 8/2/85SERIAL NO: 21-853-1 DATA TAKEN BY: J.P.CENTER FREQUENCY: 10 MHz3 DB BANDWIDTH: 2 MHzNOISE FIGURE: 1.9 dbMAXIMUM POWER GAIN: 80 dbMAXIMUM VOLTAGE GAIN: N/APOWER OUTPUT: +14 dbm @ 1 db comp.MAXIMUM VOLTAGE OUTPUT: N/AGAIN CONTROL RANGE: -60 db @ -4.6 VdcPOWER DRAIN: +12 Vdc at 70 mA

COMMENTS: \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

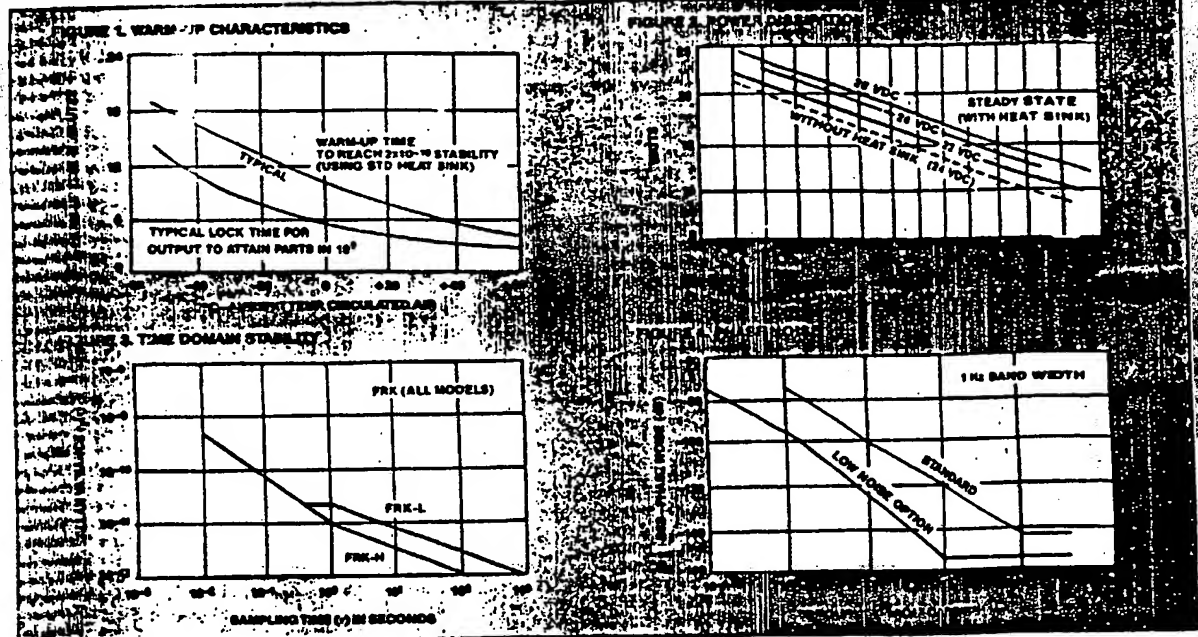
(FORM EVT)

**RHG ELECTRONICS LABORATORY, INC.** 161 EAST INDUSTRY COURT, DEER PARK, N.Y. 11729  
(516) 242-1100 TWX 510-227-6083



## Anhang 8

### FRK RUBIDIUM OSCILLATOR



ORDER NO FRK-X/XX		(	X	X	X	X	X	X	)
MODEL		BASEPLATE	COVER	CONNECTOR STYLE	OUTPUT	REMOTE FREQ. ADJ.	OPERATING TEMP. RANGE		
FRK-L 10.1942 0.5 Vrms	FRK-L LN 5 MHz, 1.0 Vrms	1 4-40	A STD	1 WINCHESTER A SMA	A 10 MHz	1 NO	A -25°C to 65°C		
FRK-H 10 MHz 0.5 Vrms	FRK-H LN 5 MHz, 1.0 Vrms	2 M25	B CPL	2 PIN & SMA	B 5 MHz	2 YES	B -55°C to 65°C		

\*EXAMPLE PART NO FRK-L (1A 1A 1A) or FRK-LN (1B 2A 1A) OPTIONAL HEAT SINK ORDERED SEPARATELY

#### SPECIFICATIONS

##### ELECTRICAL

Output	10 MHz sine wave, 0.5 ± 2% Vrms into 50 ohms floating ground, frequency set to 10 MHz ± 5x10 <sup>-11</sup> at shipment
Low Noise Option	-LN 5 MHz, 1 Vrms ± 10% into 50 ohms
Input Power	After warm-up, 13 watts at 24 VDC and 25°C ambient 22.0 to 32 VDC. (Peak current during warm-up, 1.8A)
Warm-Up Characteristics	≤ 10 mins to reach 2x10 <sup>-10</sup> at ± 25°C ambient
Long-Term Stability (D <sup>2</sup> )	-L < 4x10 <sup>-11</sup> /month -H < 1x10 <sup>-11</sup> /month
Short-Term Stability	-L 3x10 <sup>-11</sup> yr <sup>-1</sup> for 1s < τ < 100s -H 1x10 <sup>-11</sup> yr <sup>-1</sup> for 1s < τ < 100s
Phase Noise SSB (1 Hz BW)	> 120 dB @ 100 Hz from carrier > 145 dB @ 1 KHz from carrier
Low Noise Option	-LN > 125 dB @ 10 Hz from carrier > 155 dB @ 100 Hz from carrier
Harmonic/Non-Harmonic	20 dB down/70 dB down
Trim Range	2x10 <sup>-6</sup>
Retrace	2x10 <sup>-11</sup>
Magnetic Field	< 4x10 <sup>-13</sup> /AM <sup>-1</sup> (3x10 <sup>-13</sup> /0.1 millitesla) (Optional shielding available)
Voltage Variation	< 1x10 <sup>-11</sup> for ± 10% input voltage change (within input power limits stated)
Electrical Protection	An internal diode and fuse protects against reversed polarity connection

##### ENVIRONMENTAL

Operating Temperature	-L Std < 3x10 <sup>-10</sup> from -25°C ambient to + 65°C baseplate Optional - 6x10 <sup>-10</sup> from -55°C to + 65°C -H Std < 1x10 <sup>-10</sup> from -25°C to + 65°C Optional - 4x10 <sup>-10</sup> from -55°C to + 65°C
Storage Temperature	-55°C to + 75°C
Altitude	< 1x10 <sup>-10</sup> mbar from sea level to 12,000m (40,000 ft)
Humidity	95% relative humidity MIL-T-5422F
Vibration	MIL-STD-883C method 514.2 procedure 1 vibration curve B when hard mounted, better than 500 ns/hr
Shock	MIL-STD-883C method 516.2 procedure 1

##### PHYSICAL

Size	3.9x3.9x4.4 inches (100x100x112mm)
Weight	2.9 lbs (1.3 kg) 3.5 lbs (1.6 kg) with optional heatsink
Connectors (STD)	Winchester Connector SRE-20PJ, mates with SRE-20SJ Coaxial connector, SMA type
Option	Eight push-on connector pins Coaxial connector, SMA type
Baseplate Threads (STD)	4-40
Option	M25
Warranty	1 year, Lamp and Resonance Cell 5 years

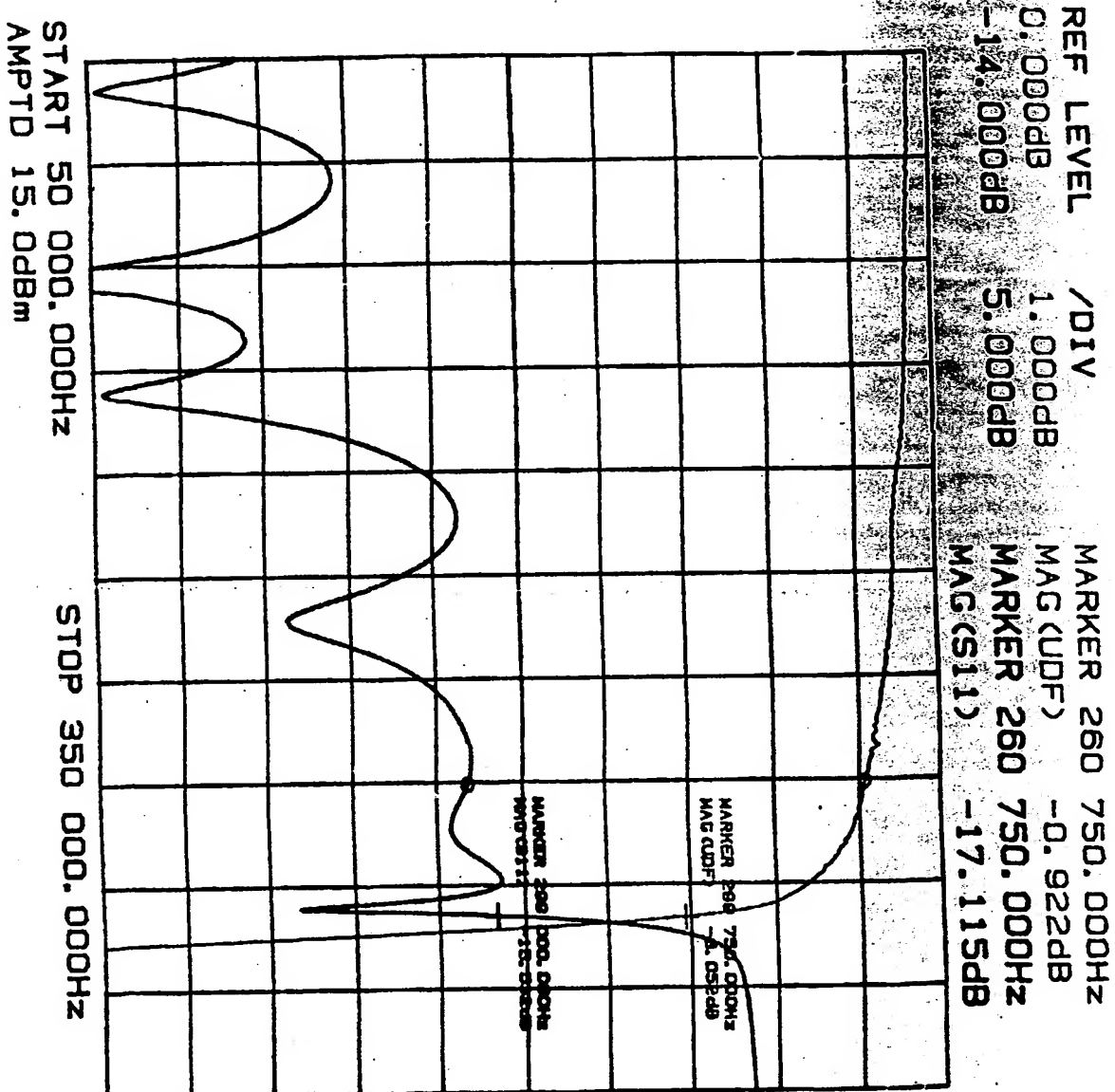


Efratom Division

6-88-5000

18-51 BARDEEN AVENUE • IRVINE, CALIFORNIA 92715 • TELEPHONE (714) 752-2891 • TELEX 685-635

Anhang 9



K & L P/N 8155-0.290-0/0

CUSTOMER PART NO. \_\_\_\_\_

SERIAL NO. FH692-1

PER ATP \_\_\_\_\_

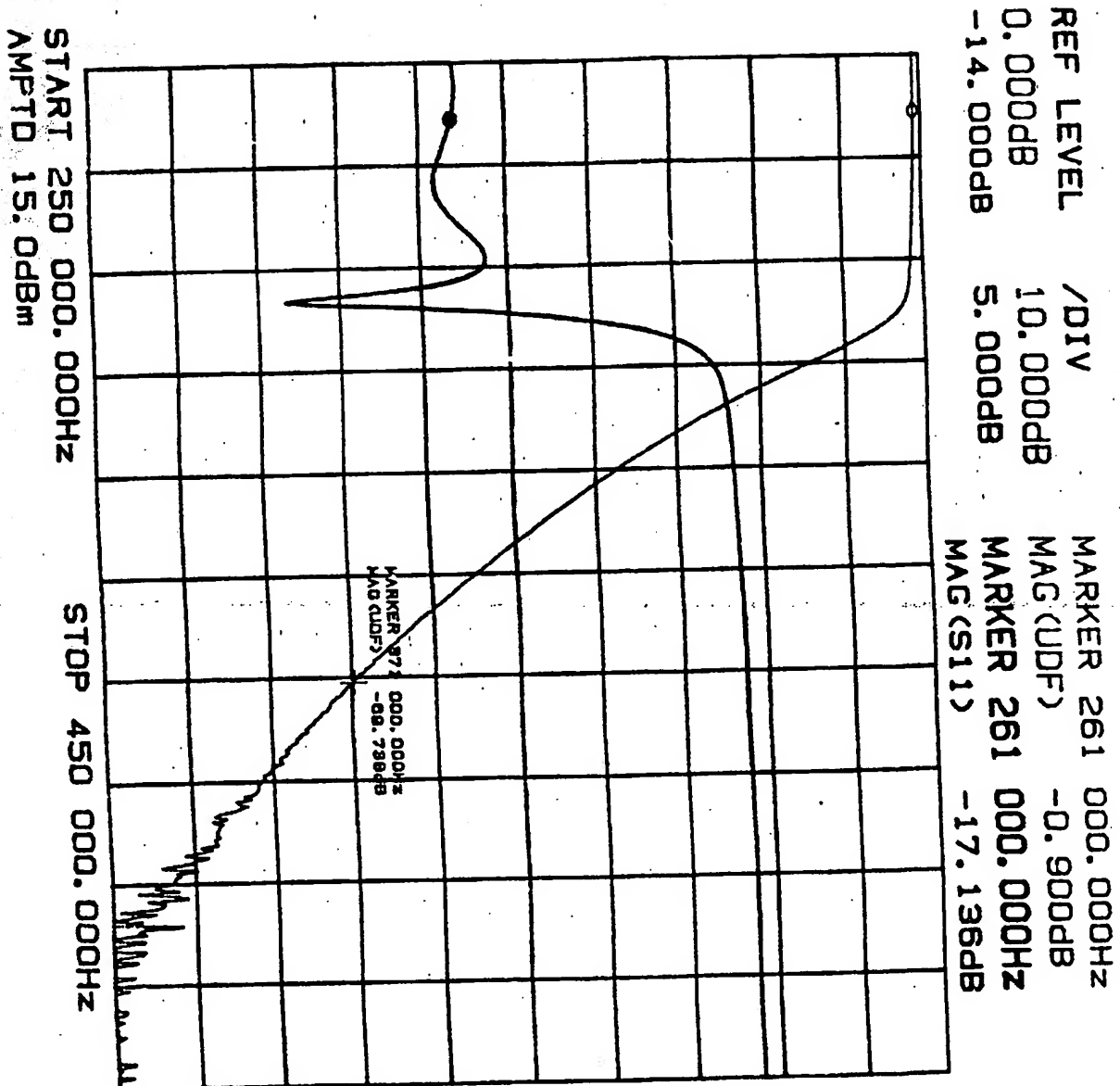
K & L ORDER NO. E2574

TEST ENGINEER A. Aust.

Q.C. INSPECTOR RPT

DATE 10 April 86

K&L  
9



K & L P/N 8L53-0.290-0/0

CUSTOMER PART NO. \_\_\_\_\_

SERIAL NO. FH692-1

PER ATP \_\_\_\_\_

K & L ORDER NO. E2574

TEST ENGINEER A. Aust.

Q.C. INSPECTOR RPT

DATE 10 April 86

## Anhang 10



## Anhang 11

### 1. Adressen der digitalen Baugruppen:

Die digitalen Funktionsgruppen des Empfängers sind in mehrere "Devices" unterteilt. Alle Daten für ein Device werden an dieselbe OUT-Adresse gesendet:

Addressbits:

7 6 5 4 3 2 1 0

X X X 0 1 1 1 A

X = beliebig

A = dieses Datenbit steuert Funktionen des PIO-Bausteins NSC 810

Die Adressierung der verschiedenen Latches eines Devices erfolgt automatisch mit dem 4 bit-Zähler der Adressierungslogik (Device-Counter), der von Kontrollsignalen der NSC 800 CPU gesteuert wird. Somit können bis zu 16 bytes in einer festgelegten Reihenfolge an ein Device gesendet werden. Bei Umschalten auf ein anderes Device wird der Device-Counter automatisch auf Null zurückgesetzt. Der Device-Counter kann auch explizit zurückgesetzt werden durch Ausgabe der Adresse:

X X X 0 0 0 1 A

Die Selektion der Devices wird mit den Bits C<sub>0</sub>-C<sub>2</sub> von Port C vorgenommen:

C<sub>2</sub> C<sub>1</sub> C<sub>0</sub>

- 0 0 0 Lesen der Daten aus dem Biport-FIFO MK 4501 des VVM-Prozessors
- 0 0 1 Reset des Read- und Write-Pointers des MK 4501. Dabei müssen R und W beide im Zustand H sein.
- 0 1 0 Ausgabe der Daten für C/A-Codegenerator, AGC- und I/Q-Register:

Das Format und die Reihenfolge der Datenbytes lautet:

1. A7 A6 A5 A4 A3 A2 A1 A0

2. CP1 CW2 CW1 CW0 A11 A10 A9 A8

3. AG5 AG4 AG3 AG2 AG1 AG0 I/Q CP0

Dabei bedeutet:

A0 - A9 : Chipnummer (0 - 1022)

A10, A11 : weitere Codeadressen des Code-EPROMs IC 21

CW0 - CW2 : Codewahl (Multiplexer IC 23)

CP0, CP1 : Codephase (Multiplexer IC 24):

0 0 : Early-Code

1 0 : Prompt-Code

0 1 : Late-Code

I/Q : Inphase/Quadratur-Steuerbit  
AGO - AG5 : AGC - Steuerwort

0 1 1 Device-Counter auf 1 setzen

1 0 0 Ausgabe der Daten für den DFS und den Code-Phaseschifter (PS).

Das Format und die Reihenfolge der Datenbytes lautet:

1. S<sub>1</sub> S<sub>2</sub> S<sub>3</sub> B<sub>0</sub> Q<sub>3</sub> Q<sub>2</sub> Q<sub>1</sub> EOM (Steuerbyte)

2. D<sub>0</sub> - D<sub>7</sub>

3. D<sub>8</sub> - D<sub>15</sub>

4. D<sub>16</sub> - D<sub>23</sub>

5. D<sub>24</sub> - D<sub>31</sub>

} 32 Bit-Datenbus des DFS

6. D<sub>0</sub> - D<sub>7</sub>

7. D<sub>8</sub> - D<sub>15</sub>

} 16 Bit-Datenbus des PS

Dabei bedeutet:

(vergl. Abb. 5-7 und Datenblatt des 4X2901B-Mikroprozessors)

S<sub>1</sub> S<sub>2</sub> S<sub>3</sub> : Steuerbits für das Mikroprogramm des DFS/PS-Prozessors

0 0 0 : QREG ADD AQ

0 0 1 : QREG ADD DZ

0 1 0 : QREG AND AQ

0 1 1 : QREG AND DZ

1 0 0 : RAMF ADD AQ

1 0 1 : RAMF ADD DZ

1 1 0 : RAMF AND AQ

1 1 1 : RAMF AND DZ

B<sub>0</sub> : Addressbit vom B-Port des 4X2901B-Mikroprozessors

Q<sub>1</sub> - Q<sub>3</sub> : nicht benutzt

EOM : End of Measurement-Flag

## 2. Datentransfers und Programmierung des DFS/PS

Die Beendigung eines Multiplexintervalls erfolgt durch Setzen von EOM = 0. Alle anderen Steuerbits bleiben unverändert. (Die Umschaltung auf das nächste Signal nimmt die Steuerlogik des DFS synchron mit der übernächsten Schaltflanke des msec-Zeitsignals vor.)  
Darauf folgen die Daten:

4 bytes Startphase Null für den DFS

2 bytes Codephase des nächsten Signals in der Multiplexreihenfolge

RESET Device-Counters

200 µsec vor dem Umschalten auf das nächste Signal löst die DFS-Kontroll-Logik den Datentransfer-Interrupt INT aus. Innerhalb der nächsten 100 µsec müssen das Mikroprogramm und die neuen Daten für den DFS geladen werden:

0 0 1 X X X X 1 (Steuerwort)

RESET Device-Counter

1 0 1 0 X X X 1

4 bytes Betriebsfrequenz des DFS

2 bytes Betriebsfrequenz des PS (stets  $2^{15}$ )

RESET Device-Counter

1 0 1 1 X X X 1

4 bytes Einlauffrequenz des DFS

100 µsec vor Beginn des Multiplexintervalls startet der DFS mit der Generierung der Einlauffrequenz. Genau zum Beginn des neuen Multiplexintervalls schaltet die Kontroll-Logik auf die neue Betriebsfrequenz um, mit der das Signal nachgeführt wird.

### 3. Lesen der Meßdaten aus dem Biport-FiFo des VVM-Prozessors

Das Lesen der im FiFo stehenden Daten ist asynchron ohne zeitliche Einschränkung möglich. Der Reset des Read- und Write-Pointers darf jedoch nur innerhalb der ersten 0,8 msec eines Meßintervalls erfolgen, während der VVM-Prozessor keine Daten in das FiFo schreibt.

Herrn Prof. Dr. Campbell danke ich für die Überlassung des interessanten Themas und seine ständige Unterstützung durch Anregungen und Diskussionsbereitschaft.

Herrn Prof. Dr. Urban danke ich für die Übernahme des Referates.

Herrn Prof. Dr. Mebold möchte ich für die Bereitstellung eines Platzes in seinem Elektroniklabor danken.

Für ihre freundliche Unterstützung meiner experimentellen Arbeiten danke ich den Herren Dr. Gebler und Böhmer.

Den Mitarbeitern der Mechanikwerkstatt des Geodätischen Instituts und Herrn Vidua von der Mechanikwerkstatt des Instituts für Radioastronomie danke ich für die Anfertigung von Gehäusen.

Herrn A. Schmidt und Herrn Besken vom HF-Labor des Max-Planck-Instituts für Radioastronomie danke ich für die Überlassung von Elektronik-Komponenten und das Konfektionieren von Koaxial-Kabeln.

Für das Anfertigen von Zeichnungen danke ich Herrn Baumgarten, Frau Gerlach und Herrn Niemöller.

Der Firma Unverdross-Technik, München, möchte ich für die leihweise Überlassung eines Atom-Frequenznormals, und der Firma Prakla-Seismos, Hannover, für die zur Verfügung gestellte GPS-Antenne danken.

Die umfangreiche Arbeit wäre ohne die Hilfe vieler Personen nicht möglich gewesen. Mein besonderer Dank gilt meinen Mitarbeitern H.-G. Niemöller, K.-P. Schäfer und D. Steinbach. Auch allen namentlich nicht genannten Kollegen und Freunden danke ich für ihre Unterstützung.

Diese Arbeit wurde mit Mitteln des BMFT gefördert.



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☒ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**